

GRADO DE INGENIERÍA EN SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN

“Análisis y diseño de antenas de tipo slotted-leaky-coax como iluminadores lineales de reflectores de geometría arbitraria”

Trabajo Final de Grado

Autora: **Ariadna Conesa Alacid**

Tutor: **José Luis Gómez Tornero**

16 de Junio de 2017



TABLA DE CONTENIDO

1.	INTRODUCCIÓN.....	2
2.	TEORÍA DE ANTENAS LEAKY-WAVE (LWA).....	5
2.1.	Reflector cónico.....	6
2.1.1.	Parámetros del reflector: Ángulo de apertura y Radio.....	6
2.2.	Alimentador ranurado.....	6
2.2.1.	Características técnicas.....	6
2.2.2.	Parámetros del alimentador: Frecuencia de trabajo, Ángulo de radiación, Longitud, Constante de propagación, Período y Anchura del slot.....	7
2.2.3.	Eficiencia del alimentador.....	15
3.	ECUACIONES DE DISEÑO DE UN REFLECTOR CÓNICO A PARTIR DE UN ALIMENTADOR LEAKY.....	15
4.	ANÁLISIS DEL FEEDER DE TIPO COAXIAL RANURADO PARA UN REFLECTOR CÓNICO..	24
4.1.	Regiones de funcionamiento de la LWA.....	24
5.	ANÁLISIS DE DISPERSIÓN GEOMÉTRICA CON W Y P.....	32
6.	MÉTODO DE SÍNTESIS.....	37
7.	ANÁLISIS MEDIANTE HFSS DEL DISEÑO DE UN COAXIAL RANURADO ESPECÍFICO. ..	38
7.1.	Con ángulo de radiación -120 grados.....	38
7.1.1.	Con periodo de 13.8 mm y anchura de slot de 0.7 mm.....	38
7.1.2.	Con periodo de 14 mm y anchura de slot de 1 mm.....	40
7.2.	Con ángulo de radiación -135 grados.....	42
7.2.1.	Con periodo de 12.4 mm y anchura de slot de 0.37 mm.....	46
7.2.2.	Con periodo de 13.26 mm y anchura de slot de 2 mm.....	47
8.	ANÁLISIS DE LA LWA CON REFLECTOR CÓNICO.....	49
8.1.	Diseño de un reflector cónico con ángulo de apertura 60 grados.....	49
8.1.1.	Reflector cónico con ángulo de apertura de 60 grados y radio $4\lambda_0$	50
8.1.2.	Reflector cónico con ángulo de apertura de 60 grados y radio $5\lambda_0$	55
8.2.	Diseño de un reflector cónico con ángulo de apertura 67.5 grados.....	56
8.2.1.	Reflector cónico con ángulo de apertura de 67.5 grados y radio $3.5\lambda_0$	57
8.2.2.	Reflector cónico con ángulo de apertura de 67.5 grados y radio $4.5\lambda_0$	57
9.	LÍNEAS FUTURAS.....	58
10.	CONCLUSIÓN.....	69
11.	BIBLIOGRAFÍA.....	70

1. INTRODUCCIÓN

En el proyecto que se expondrá a continuación trata sobre el estudio de una antena Leaky-Wave (LWA) con un alimentador basado en una estructura de coaxial ranurado. Este modelo de LWA está apoyada en otros estudios llevados a cabo como los de las referencias [4] y [5] que usan la tecnología de guía onda.

Hoy en día, si se necesita transportar una antena parabólica embarcada en un satélite al espacio, se debe realizar desplegando la antena una vez que se llega a la altura de la órbita deseada [6].



Esc.1. Pliegue y despliegue del Spektr-RG Rusia [9].

Lo mismo ocurre para algunas antenas móviles con otras aplicaciones [7]. Esto es debido al gran tamaño que pueden llegar a tener y que hace inviable su transporte con el diseño final. Se recuerda al lector que para abarcar grandes distancias es necesario el uso de frecuencias bajas o, lo que es lo mismo, grandes longitudes de onda que implican mayor tamaño para conseguir una buena directividad. Por ello, otra de las ventajas que tiene el desarrollo de una antena con un reflector cónico, en este caso basado en una estructura de

paraguas, es su facilidad en el momento del pliegue/despliegue (Esc. 2). De esta forma, su transporte y montaje será más sencillo.



Esc. 2. Proceso de pliegue/ despliegue de un paraguas [8].

Una de las ideas del desarrollo de este tipo de antenas es crear un sistema de emisión/recepción de comunicaciones vía satélite para zonas del mundo donde, por ejemplo, no llega o tienen un pobre servicio de internet. Específicamente, está pensado para Chile o el Sahara. Además, para que no se produzca exclusión social en lo referente a las telecomunicaciones, este proyecto está basado en un modelo low-cost ya que la idea es que la estructura de la LWA sea un paraguas y el montaje del alimentador sea sencillo, como se ha dicho anteriormente.

La banda de frecuencias para las comunicaciones vía satélite que se pueden usar en estos lugares del planeta es la banda Ku, en especial, la frecuencia de trabajo de la antena que se estudiará en este proyecto es 11.85 GHz.

Existen varias diferencias entre una antena parabólica y una LWA. Uno de los principales contrastes de este diseño de LWA respecto a antenas con reflector parabólico, es el tipo de fuente. Mientras que en las antenas parabólicas es un foco el que alimenta el reflector (Fig.1), en las antenas con reflector cónico es un line source (Fig.2). En el apartado 2 se detallarán estos conceptos con más detenimiento.

Como se ha nombrado al comienzo, el alimentador de la LWA es un cable coaxial con una particularidad, está ranurado. Estas ranuras o slots, servirán para radiar potencia hacia el reflector y estarán caracterizados con un periodo, que indica la distancia que hay entre slot y slot, una anchura que influirá en la cantidad de potencia radiada por el alimentador y, por lo tanto, provocará la varianza de la constante de radiación.

Otro de los parámetros físicos importantes del alimentador es la longitud total que posee ya que este se encuentra relacionado con el ángulo de apertura y el radio del reflector. Otro de los objetivos del proyecto es conseguir radiación backward en el alimentador, es decir, que los slots tengan un ángulo de radiación contrario a la dirección de propagación dentro del coaxial. Por todo ello, en este estudio se establecerán las relaciones y valores que tendrán todas las medidas de diseño tanto del reflector como del alimentador para que el rendimiento de este último sea del 90%.

Para tener una mayor facilidad a la hora de decidir los parámetros físicos deseados para diseñar una determinada LWA se incluirán curvas de dispersión para dos valores específicos del ángulo de radiación del coaxial.

Por último, aplicando los fundamentos teóricos de las LWA y con la ayuda de las herramientas informáticas *Matlab* y *Ansoft Electronics*, se diseñarán y simularán cuatro antenas con diferentes parámetros físicos con sus correspondientes diagramas de radiación para demostrar que el funcionamiento es el deseado y se incluirán algunas líneas futuras para solucionar deficiencias surgidas durante el desarrollo de los diseños.

2. TEORÍA DE ANTENAS LEAKY-WAVE (LWA)

Para comenzar con el estudio teórico, se debe clasificar dependiendo de la forma de los distintos modelos de reflectores: parabólico, cónico y con forma arbitraria. El fin de este proyecto es analizar y diseñar antenas con reflectores como el de este último tipo, pero para ello, se comenzará por estudiar el comportamiento de un reflector cónico iluminado con un line source. De este, se obtendrá su ángulo de radiación, θ_{RAD} , y su constante de radiación, α , en función de la longitud del alimentador, \hat{z} , y de la expresión correspondiente a la forma del reflector. Una vez obtenidos dichos parámetros, los resultados se aplicarán a un reflector con forma arbitraria.

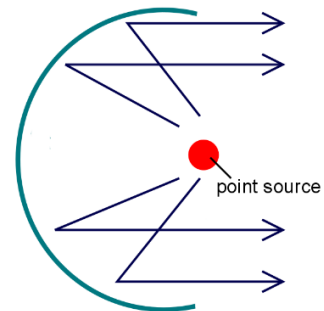


Fig 1. Point Source

En primer lugar, para un reflector parabólico, todos los rayos son radiados desde el mismo punto consiguiendo que una vez que se reflejan en el reflector, estos sean paralelos entre sí. Es decir, para este reflector, el alimentador, o *feeder* en término anglosajón, es un *point source*. Esto explica que la forma de la función de θ_{RAD} sea una recta perpendicular al eje \hat{z} , en el punto donde se encuentra el *feeder*.

Para el caso del reflector con forma cónica, como se puede ver en su modelo 2D, el reflector está formado por dos rectas con misma pendiente, por lo que, por reciprocidad, todos los rayos radiados tendrán el mismo ángulo de radiación y, por lo tanto, θ_{RAD} será constante

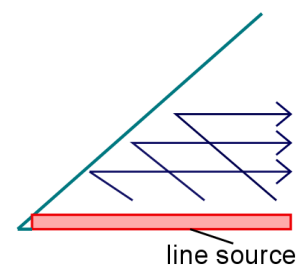


Fig 2. Line Source

a lo largo de la longitud del alimentador. En esta ocasión, por las características descritas anteriormente, el feeder será un *line source*. Y, por último, para un reflector con forma generalizada, tendrá un ángulo de radiación cuya función será una curva creciente con de aumento de la longitud

del coaxial. A continuación, se detalla el proceso para obtener todos los parámetros necesarios para el diseño final de la antena.

2.1. Reflector cónico.

Como se ha indicado anteriormente, se usará un reflector cónico para obtener los parámetros de diseño de la LWA. Dicho reflector se caracteriza por un radio, R , y por un ángulo de apertura que se denotará como γ_{CONE} .

2.1.1. *Parámetros del reflector: Ángulo de apertura y Radio.*

Respecto al ángulo de apertura, indica cómo de abierto está el reflector. Para que el diseño sea realizable, dicho ángulo deberá encontrarse entre 0 y 90 grados para que la antena radie en forward.

El radio del reflector, como se verá en los siguientes apartados, está relacionado con el ángulo de apertura y con el de radiación del coaxial, por lo que este variará en función del valor que tengan.

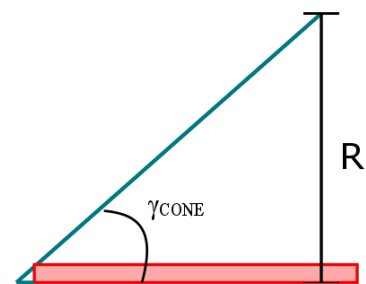


Figura 3. Parámetros del reflector

2.2. Alimentador ranurado

2.2.1. *Características técnicas*

En este proyecto, se trabaja con un coaxial que hará de alimentador de la antena LWA. En primer lugar, se ha de decidir qué tipo de cable coaxial usar. En este caso, el empleado es el HSR-141 de *Hongsen Cable* [1], por lo que sus características físicas son:

	Material	Diámetro (mm)
Conductor interior	Acero revestido de cobre plateado	0.91
Dieléctrico	PTFE (Teflón)	2.98
Conductor exterior	Tubo de cobre sin costura	3.58

Tabla 1. Características del coaxial

Puesto que el coaxial estará ranurado, en el proceso de fabricación de la antena hay que realizar slots transversales, quedando aproximadamente de la siguiente forma:

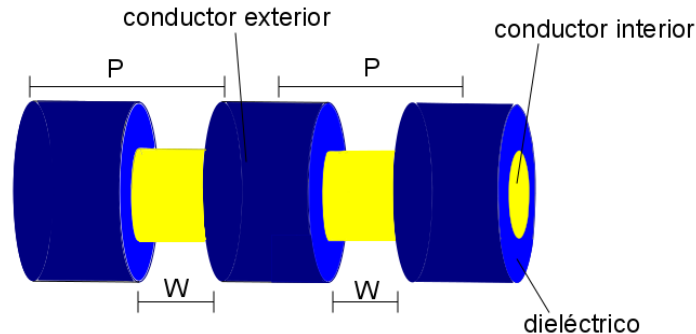


Figura 4. Modelo de alimentador ranurado.

Como se demostrará posteriormente, con este tipo de slots, aparece un nulo en el diagrama de radiación de la antena en la dirección de propagación ($\varphi = 0^\circ$). Como solución, se planteará el uso de slots helicoidales para los cuales ese nulo no aparece.

2.2.2. *Parámetros del alimentador: Frecuencia de trabajo, Ángulo de radiación, Longitud, Constante de propagación, Período y Anchura del slot.*

Puesto que la antena se usará para comunicaciones vía satélite para zonas del mundo como el Sahara o Chile, la banda de frecuencias elegida es la Ku-band [2] cuyo rango va 10.7 a 12.75 GHz. Específicamente, para las simulaciones se usará la **frecuencia** de 11.85 GHz con un ancho de banda de 1.8 GHz siendo, por lo tanto, la frecuencia mínima 10.95 GHz y la máxima, 12.75 GHz.

Respecto al **ángulo de radiación** debe ser el adecuado para que los rayos reflejados con la antena sean paralelos entre sí. Para ello, haciendo uso de la trigonometría y adaptando el método de extracción de ángulos detallado en [3], se ha obtenido una función que relaciona el ángulo de apertura del reflector, γ_{CONE} , con el de radiación del coaxial.

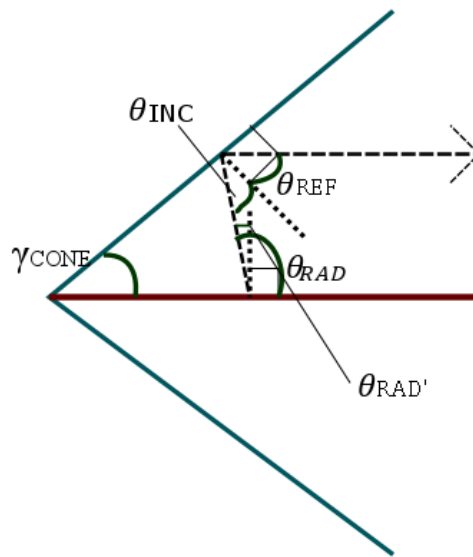


Fig. 5. Relación de ángulos

Como se puede observar en la figura 5, la suma de θ_{RAD} y $2\theta_{\text{INC}}$ es igual a 180 ya que forman un ángulo llano:

$$180^\circ = \theta_{\text{RAD}} + 2\theta_{\text{INC}} \quad (2.1)$$

De ahí, despejando θ_{INC} se obtiene la siguiente expresión:

$$\theta_{\text{INC}} = 90 - \frac{1}{2}\theta_{\text{RAD}} \quad (2.2)$$

Por otro lado, de la figura también se puede extraer que los ángulos de reflexión e incidencia (ambos con el mismo valor) junto con el ángulo de radiación θ_{RAD}' , donde $\theta_{\text{RAD}}' = \theta_{\text{RAD}} - 90^\circ$, forman un ángulo de 90° y, por lo tanto:

$$\gamma_{\text{CONE}} + \theta_{\text{REF}} = \theta_{\text{RAD}}' + \theta_{\text{INC}} + \theta_{\text{REF}} \quad (2.3)$$

Sustituyendo (2.2) en la expresión anterior y despejando θ_{RAD} se consigue la relación deseada donde se obtiene el ángulo de radiación respecto del ángulo de apertura del receptor:

$$\theta_{RAD} = 2 \gamma_{CONE} \quad (2.4)$$

O lo que es lo mismo:

$$\theta'_{RAD} = 2 \gamma_{CONE} - 90^\circ \quad (2.5)$$

Para tener una fácil distinción de la dirección de radiación del alimentador, se aplicará un cambio de ángulos. Para ello, aparece un

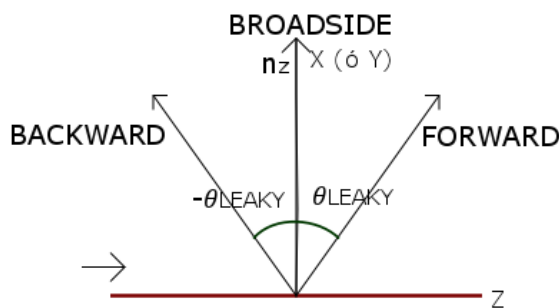


Fig. 6. Ángulo θ_{LEAKY}

nuevo ángulo denominado θ_{LEAKY} . Dicho ángulo será contrario al ángulo θ'_{RAD} por lo que su rango de valores estará entre -90 y 90 grados. Cuando θ_{LEAKY} tenga valor positivo

indicará que la dirección de radiación es *Forward*, es decir, hacia adelante; si es 0 radiará de forma perpendicular al coaxial. Dicha forma de radiar se denomina *Broadside*. Y si, por el contrario, es negativo, será *Backward*, la cual es la deseada.

Una vez que se tiene el ángulo de radiación ya se puede relacionar con la **longitud total** del coaxial. La longitud total es la suma de la longitud de la parte del coaxial radiante, L_{RAD} , y de la longitud del feeder, que se corresponde a la zona de no radiación del alimentador, L_{feed} .

$$L_T = L_{feed} + L_{RAD} \quad (2.6)$$

donde L_{feed} por diseño se ha considerado que es un tercio de la zona radiante:

$$L_{feed} = \frac{1}{3} L_{RAD} \quad (2.7)$$

Para obtener L_T se puede usar también la trigonometría (fig. 7) ya que dicha longitud está relacionada con el ángulo de radiación γ , y, por lo tanto, también con el ángulo de apertura.

$$tg \gamma_{CONE} = \frac{R}{L_2} \quad (2.8)$$

$$tg \theta_{INC} = \frac{R}{L_1} \quad (2.9)$$

Finalmente, despejando L_1 y L_2 de las expresiones anteriores, se obtiene L_T .

$$L_T = L_1 + L_2 = R \cdot [\cotg(\gamma_{CONE}) + \cotg(2\theta_{INC})] \quad (2.10)$$

O lo que es lo mismo:

$$L_T = R \cdot [\cotg(\gamma_{CONE}) + \cotg(90 - \gamma_{CONE})] \quad (2.11)$$

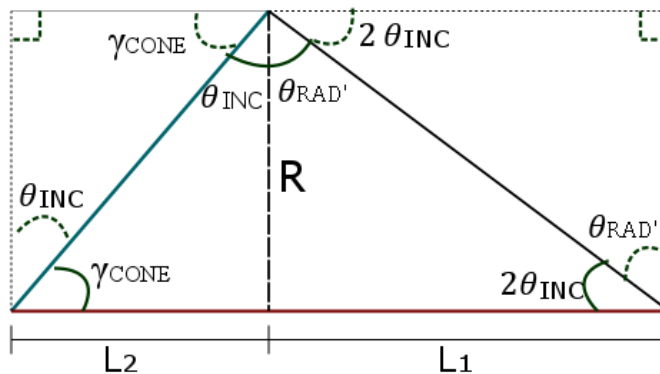


Fig. 7. Relación de ángulos para la obtención de L_T .

Como es conocido, la **constante de propagación**, K , es la diferencia entre la constante de fase β (rad/m) y el término complejo de la atenuación debida a la constante de radiación α_{RAD} (Np/m). Por lo tanto, si el sistema fuera sin pérdidas, K no sería un valor complejo, sino

que sería igual a la constante de fase. La onda tendría amplitud constante a lo largo de toda la línea de transmisión de impedancia característica z_0 .

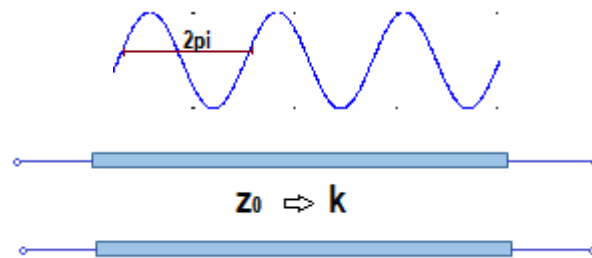


Fig. 8. Representación línea de transmisión sin pérdidas.

Sin embargo, en este proyecto si se asumen pérdidas debido a que se trabaja con un alimentador ranurado, es decir, que radia energía por los slots del cable coaxial. En este caso, la amplitud de la onda no será constante ya que, por la atenuación de la constante de radiación, ésta irá perdiendo energía a lo largo de la línea de transmisión, es decir, a mayor valor longitud total del coaxial, mayor atenuación sufrirá la señal.

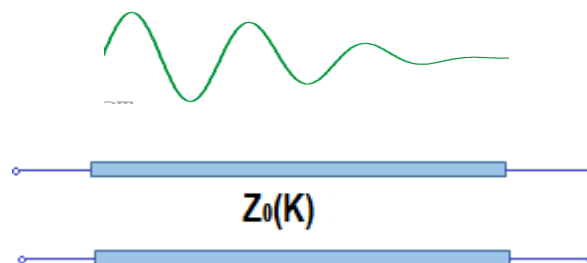


Fig. 9. Representación línea de transmisión con pérdidas.

Por otro lado, puesto que una onda está compuesta por varios

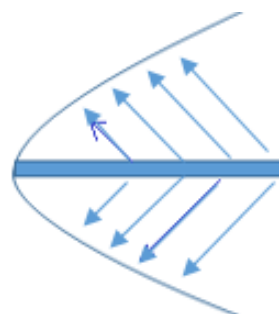


Fig. 10. Sistema con radiación opuesta a la dirección de propagación ($n=-1$)

armónicos, se usará el armónico $n=-1$ [5] para conseguir radiar en ángulos opuestos al sentido de propagación de la onda que se propaga en el interior del coaxial (*backward*). Como apunte, en espacio libre, con el armónico 0, no se

conseguiría radiar hacia el reflector.

Para la obtención de la **constante de fase** de forma generalizada se usaría la siguiente expresión:

$$\beta_n = \beta_0 \pm n \frac{2\pi}{p} \quad (2.12)$$

Aunque la constante de fase no sea completamente igual para un coaxial en abierto que para uno cerrado, como el slot tiene escasa anchura y un dieléctrico homogéneo, se pueden considerar con el mismo valor. Al tener fase constante, se tendrá un modo Quasi-TEM perturbado.

$$\beta_k^{CLOSEDCOAX} \cong \beta_k^{OPENCOAX} \quad (2.13)$$

$$\frac{\beta_k^{CLOSEDCOAX}}{k_0} = \frac{\frac{2\pi f}{c_0}}{\frac{2\pi f}{c_0}} = \sqrt{\epsilon_r} \quad (2.14)$$

Para calcular la constante de propagación en espacio libre aplicamos la siguiente expresión:

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{2\pi \times f \times \sqrt{\epsilon_r}}{c} \quad (\text{rad/m}) \quad (2.15)$$

donde f es la frecuencia de trabajo, 11.85GHz, ϵ_r es la constante de propagación, 2.2, y c es la velocidad de la luz, 3×10^8 m/s.

Otro parámetro importante en las antenas es el Ancho de Haz entre ceros a -3dB para una antena leaky line-source como, por ejemplo, este leaky coax, que radia con una longitud L_{RAD} y en un ángulo θ_{RAD} medido desde la perpendicular. Se puede calcular sencillamente aplicando la siguiente expresión:

$$\Delta\theta_{-3dB}(\text{rad}) \approx \frac{1}{\frac{L_{RAD}}{\lambda_0} * \cos \theta_{RAD}(\text{rad})} \quad (2.16)$$

Respecto al campo eléctrico \vec{E} , va decreciendo debido a la pérdida de energía que sufre la señal que se produce en las ranuras del coaxial

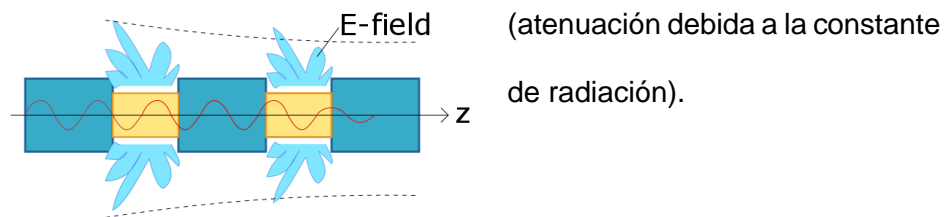


Fig. 11. Disminución campo \vec{E} a lo largo de \hat{z}

$$E = (\sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \cdot \overline{E}_n(x, y) \cdot e^{-j\beta_{k_n z}}) \cdot e^{-\alpha z} \quad (2.17)$$

Como se ha dicho anteriormente, puesto que la finalidad es que radie en la dirección contraria a la de propagación, se empleará el armónico $n=-1$:

$$\beta_{-1} = \beta_0 - \frac{2\pi}{P} \quad (2.18)$$

Normalizando la constante de fase respecto de la constante de propagación en espacio libre:

$$\frac{\beta^{(-1)}}{k_0} = \frac{1}{k_0} \left(\beta_0 - \frac{2\pi}{P} \right) \quad (2.19)$$

Finalmente, la expresión final de la constante de propagación y la del ángulo de radiación quedarían como:

$$K = \beta_{-1} - j\alpha_{RAD} \quad (2.20)$$

$$\theta_{RAD} = \sin^{-1} \left(\frac{\beta_{-1}}{k_0} \right) \quad (2.21)$$

Una vez obtenida la longitud del coaxial, L_{TOTAL} , estableciendo un valor de rendimiento deseado en la radiación del alimentador, η_{RAD} , se podrá calcular la constante de atenuación por radiación α_{RAD} .

En primer lugar, se parte de la expresión de la potencia en un punto z del alimentador donde P_0 es la potencia que se entrega al alimentador:

$$P = P_0 e^{-2\alpha_{RAD}z} \quad (2.22)$$

En este caso, para calcular α_{RAD} al final del coaxial y sabiendo que la eficiencia en este punto es de $1 - \eta_{RAD}$:

$$P(z = L_{RAD}) = P_0 e^{-2\alpha_{RAD}L_{RAD}} = (1 - \eta_{RAD}) P_0 \quad (2.23)$$

Y, por lo tanto:

$$e^{-2\alpha_{RAD}L_{RAD}} = 1 - \eta_{RAD} \quad (2.24)$$

Normalizando respecto de la constante de propagación en espacio libre:

$$e^{-4\pi \frac{\alpha_{RAD}L_{RAD}}{k_0 \lambda_0}} = 1 - \eta_{RAD} \quad (2.25)$$

Despejando $\frac{\alpha}{k_0}$:

$$\frac{\alpha_{RAD}}{k_0} = -\frac{\ln(1-\eta_{RAD})}{4\pi \frac{L_{RAD}}{\lambda_0}} \quad (2.26)$$

Por último, relacionando la constante de atenuación por radiación con los parámetros de Scattering se obtiene:

$$1 - \eta_{RAD} = 1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2) \quad (2.27)$$

$$\frac{\alpha_{RAD}}{k_0} = -\frac{\ln(|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2)}{4\pi \frac{L_{RAD}}{\lambda_0}} \quad (2.28)$$

Finalmente, dos de los parámetros más importantes para el diseño de esta LWA son el período, P , y la anchura de los slots, W . Dependiendo del valor que tomen, el alimentador radiará con mayor o menor intensidad. El valor de W/P variará entre 0.01 y 0.25. En el apartado 3.1 se explica detalladamente que rango de valores puede

tomar el período para la región de funcionamiento donde la radiación es *backward*.

2.2.3. Eficiencia del alimentador.

En el diseño de sistemas de microondas o comunicaciones es deseable que el coeficiente de reflexión sea lo más cercano a cero posible para que la potencia que se refleja no interfiera negativamente en el comportamiento de dicho sistema. Por ello, en el caso del tipo de antenas como las que se diseñan en este proyecto, interesa que la potencia que llega al final del coaxial sea lo más pequeña posible. El valor de diseño elegido en las simulaciones para la eficiencia de radiación del alimentador es del 90%, o lo que es lo mismo, que al extremo del coaxial sólo llegue el 10% de la potencia entregada:

$$P(z = L_T) = (1 - 0.9)P_0 = 0.1 P_0 \quad (2.29)$$

Además, como se puede observar en la expresión (2.25), la eficiencia de radiación y la longitud del alimentador hace variar la constante de radiación α_{RAD} . Esto significa que para un coaxial corto, α_{RAD} deberá tener un valor alto ya que se deberá radiar mucha potencia al principio y, por el contrario, para un coaxial largo, el valor de α_{RAD} será pequeño ya que la potencia deberá distribuirse a lo largo de mayor distancia.

3. ECUACIONES DE DISEÑO DE UN REFLECTOR CÓNICO A PARTIR DE UN ALIMENTADOR LEAKY.

Una vez que se tienen todas las expresiones que relacionan los parámetros necesarios para el diseño de la antena, basta con seguir un método sencillo para diseñar un reflector a partir de un alimentador Leaky.

La directividad real de una antena denotada como D tiene la siguiente expresión:

$$D = \frac{4\pi}{\lambda_0^2} A_{eff} \quad (3.1)$$

donde λ_0 es la longitud de onda en el vacío y A_{eff} el área efectiva de la apertura circular que se obtiene como el área geométrica ($A_{geom} = \pi R^2$) multiplicada por la eficiencia de iluminación de la apertura, es decir:

$$A_{eff} = A_{geom} \eta_{apert} \quad (3.2)$$

De manera que cuando η_{apert} sea menor que 1, A_{eff} será más pequeña que A_{geom} , lo que equivale a afirmar que la directividad real de la antena será menor que su directividad máxima. Por ello, otra relación entre D y D_{max} sería siguiente:

$$D = \eta_{apert} D_{max} \quad (3.4)$$

Y, en escala logarítmica:

$$D(dB) = D_{max}(dB) + 10 \log(\eta_{apert}) \quad (3.5)$$

Por lo tanto, suponiendo una eficiencia de iluminación de la apertura del 100% ($\eta_{apert} = 1$), el área efectiva será igual al área geométrica, obteniéndose la directividad máxima de la LWA como:

$$D_{max} = \frac{4\pi}{\lambda_0^2} A_{geom} = 4\pi^2 \left(\frac{R}{\lambda_0}\right)^2 \quad (3.6)$$

Igualmente, en escala logarítmica:

$$D_{max}(dB) = 10 \log_{10} \left(4\pi^2 \left(\frac{R}{\lambda_0} \right)^2 \right) = 10 \log_{10}(4\pi^2) + 20 \log_{10} \left(\frac{R}{\lambda_0} \right) \quad (3.7)$$

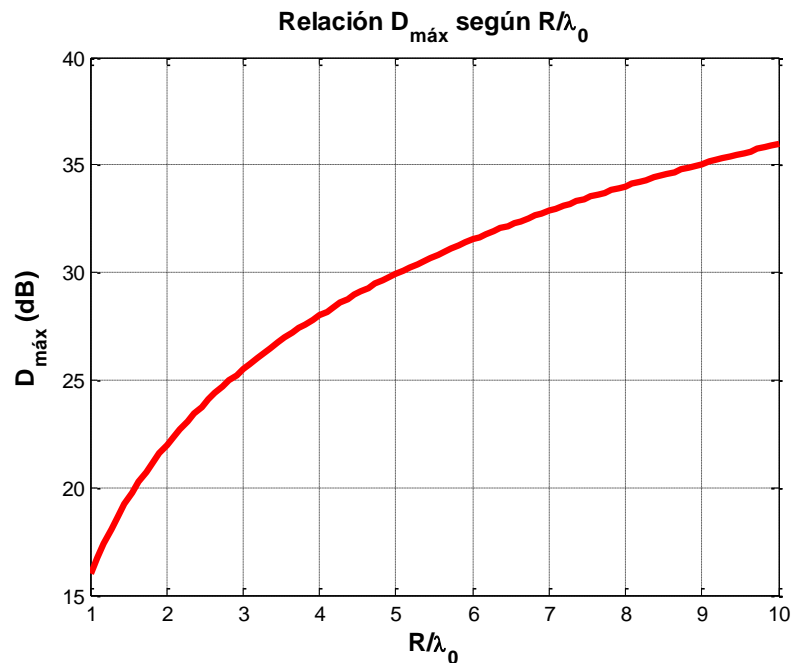


Fig. 12. Relación de $D_{m\acute{a}x}$ (dB) respecto de R/λ_0

La figura que se acaba de mostrar es muy importante para cualquier diseñador de antenas porque es el punto de partida para saber el diámetro del reflector que se necesita para obtener una determinada ganancia. Aunque en dicha gráfica no indica expresamente la ganancia, sí que lo hace indirectamente, ya que como se verá a continuación, esta está directamente relacionada con la directividad máxima de la antena y, por lo tanto, también con el radio del reflector.

Como se ha dicho anteriormente en la expresión (3.4), a partir de la directividad máxima se puede obtener la directividad real de la antena, pero, además, también se puede calcular la ganancia G que posee:

$$G = \eta_G D \quad (3.8)$$

$$G(dB) = D(dB) + 10 \log_{10}(\eta_G) \quad (3.9)$$

donde η_G es la eficiencia de ganancia debido a varios factores que hacen que la ganancia sea menor que la directividad. Por ejemplo:

$$\eta_G = \eta_{MATCHING} \eta_{RAD} \eta_{SPILLOVER} \eta_{BLOCKAGE} \eta_{POL} \quad (3.10)$$

donde $\eta_{MATCHING}$ es la eficiencia según la desadaptación, η_{RAD} es según las pérdidas óhmicas, $\eta_{SPILLOVER}$ por desbordamiento, $\eta_{BLOCKAGE}$ por bloque y η_{POL} por crosspol.

Claramente, de forma similar a lo que ocurre cuando la eficiencia de iluminación de la apertura es menor o igual a 1, si la eficiencia de ganancia es igual a 1, tanto la directividad como la ganancia serán iguales, mientras que, si esta tiene un valor más pequeño, G será menor que D. Por lo tanto, Para que la ganancia sea máxima, tanto η_G como η_{apert} deberán ser del 100%.

La ganancia finalmente se puede calcular como:

$$G = \eta_G D = \eta_G \eta_{apert} D_{max} = \eta_{VARIAS} 4\pi^2 \left(\frac{R}{\lambda_0}\right)^2 \quad (3.11)$$

Los valores más comunes usados tanto para la eficiencia de ganancia como para la eficiencia de iluminación de la apertura son 0.5 y 0.7, respectivamente.

En primer lugar, establecido un valor de directividad máxima y ángulo de apertura, se puede obtener el radio del reflector y el ángulo de radiación del alimentador.

Como aclaración, todas las expresiones que se obtendrán a continuación, estarán normalizadas respecto a la longitud de onda en el vacío. De esta forma, las ecuaciones podrán adaptarse a cualquier frecuencia de trabajo. Además, los resultados proporcionados se dan para tres valores distintos del ángulo de apertura: 50, 60 y 67.5 grados; y

de forma equivalente, con ángulo de radiación -100, -120 y -135 grados, respectivamente. El motivo de la elección de estos ángulos estará explicado en el apartado 4.1.

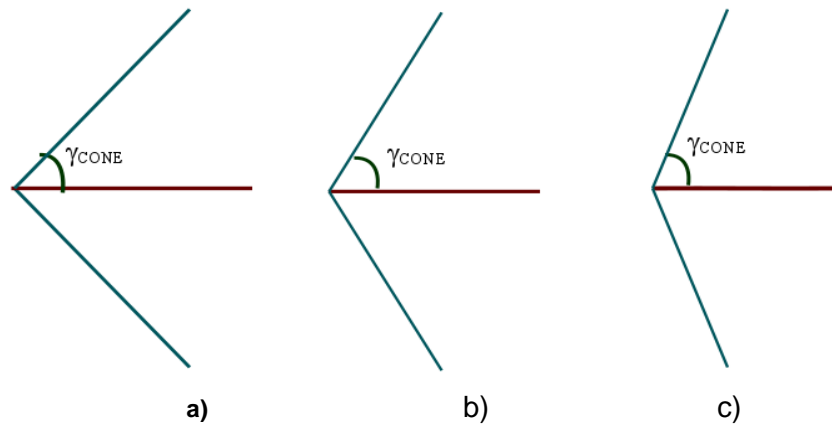


Fig.13. Reflectores con distintos γ_{CONE} : a) 50° b) 60° c) 67.5°

De la expresión (3.6) se puede despejar R normalizado respecto de λ_0 :

$$\frac{R}{\lambda_0} = \sqrt{\frac{D_{\text{max}}}{4\pi^2 \eta_{\text{apert}}}} \quad (3.12)$$

Como ya se vio en el apartado anterior, para hallar el ángulo de radiación del alimentador basta con aplicar la ecuación (2.4).

Una vez obtenido R y θ_{RAD} , aplicando la expresión (2.11) o (2.10) ya que son equivalentes, se calcula la longitud total del alimentador, L_T en función de la longitud de onda en el vacío:

$$\frac{L_T}{\lambda_0} = \frac{R}{\lambda_0} \frac{1}{[\cotg(\gamma_{CONE}) + \cotg(90 - \gamma_{CONE})]} \quad (3.13)$$

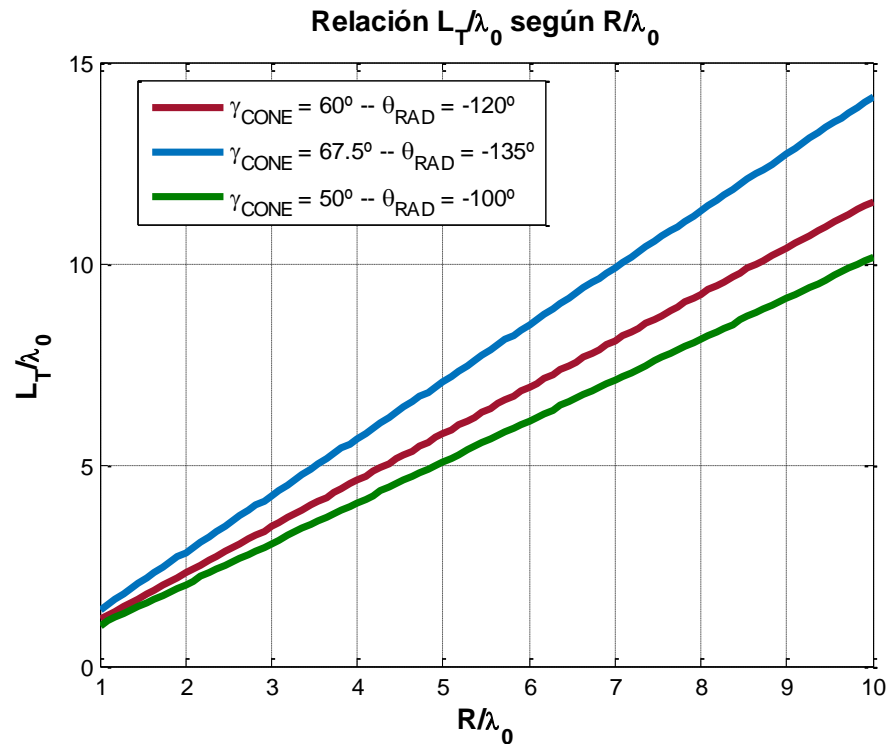


Fig. 14. Relación de L_T/λ_0 respecto de R/λ_0

Y de ahí, considerando L_{feed} como la ecuación (2.7) y sustituyendo en (2.6), se puede despejar la longitud de la zona radiante L_{RAD}/λ_0 , obteniendo la siguiente expresión:

$$\frac{L_{RAD}}{\lambda_0} = \frac{3}{4} \frac{L_T}{\lambda_0} \quad (3.14)$$

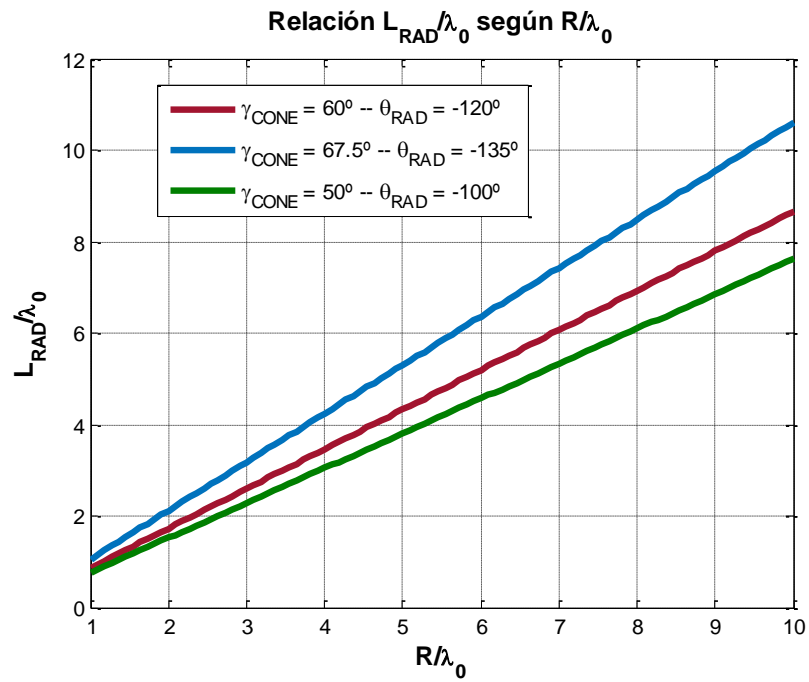


Fig. 15. Relación de L_{RAD}/λ_0 respecto de R/λ_0

Una vez obtenida dicha longitud, considerando una eficiencia de radiación del coaxial del 90%, mediante la ecuación (2.25) se puede calcular la constante de radiación normalizada respecto a la constante de propagación asociada a los valores de la directividad máxima y ángulo de apertura establecidos al comienzo.

$$\frac{\alpha_{RAD}}{k_0} = -\frac{\ln(1-\eta_{RAD})}{4\pi \frac{L_{RAD}}{\lambda_0}} \quad (2.25)$$

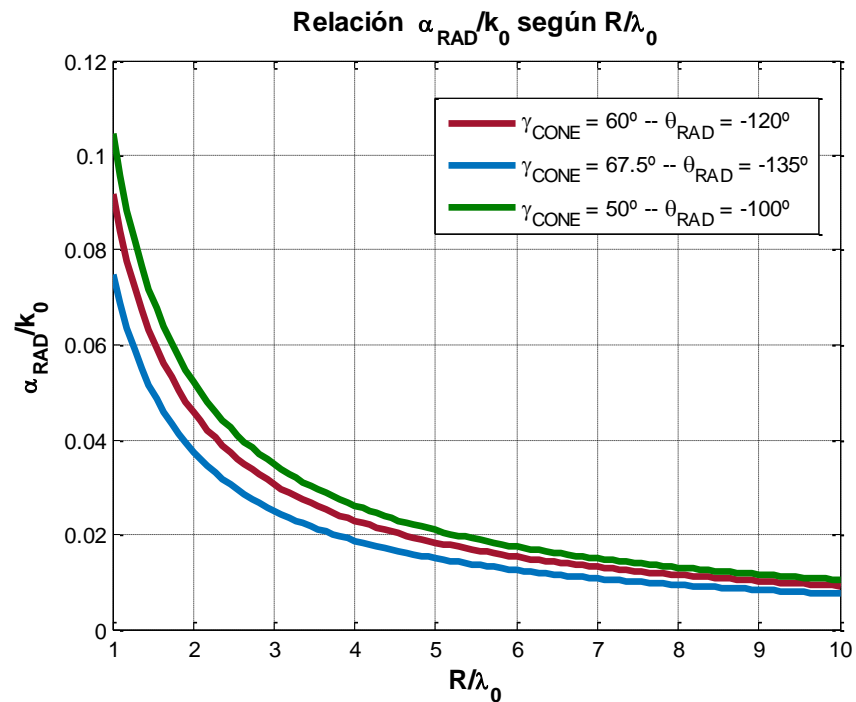


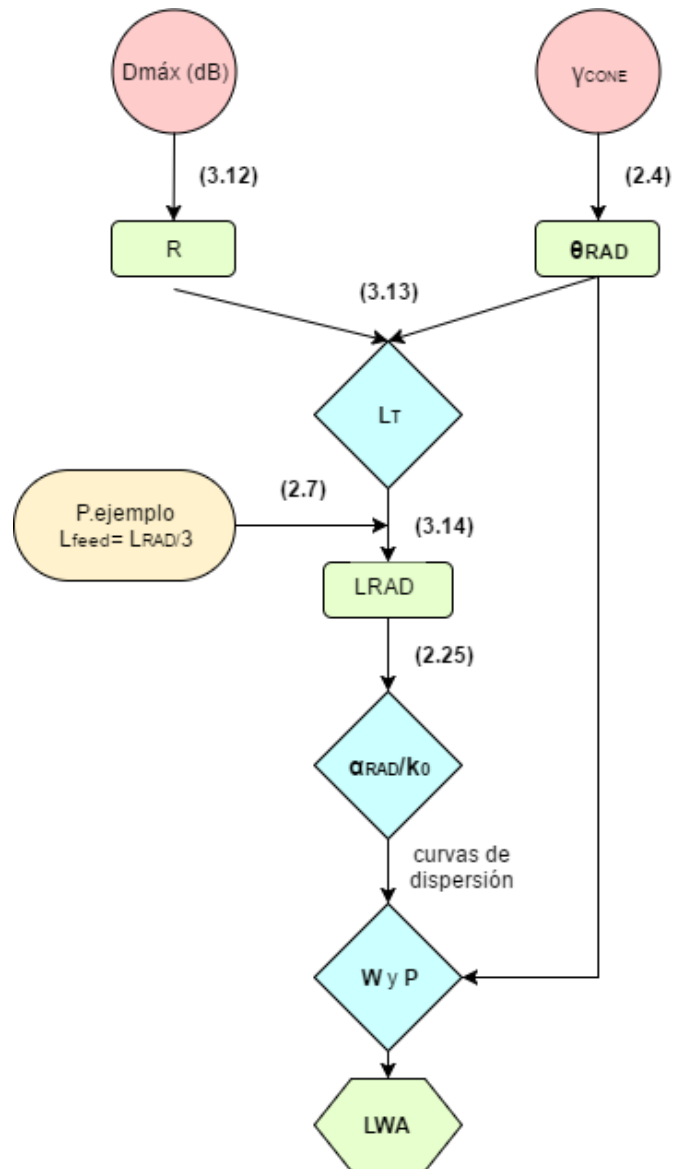
Fig. 16. Relación de α_{RAD}/k_0 respecto de R/λ_0

Finalmente, haciendo uso de las curvas de dispersión, similares a las figuras 25 y 26 mostradas en el apartado 5 para un ángulo de radiación de -120 grados si se elige un ángulo de apertura del reflector de 60 grados (si se opta por un γ_{CONE} de 67.5 grados, se deberán usar las curvas de las figuras 37 y 38), para el θ_{RAD} y α_{RAD}/k_0 adecuados se podrán obtener los últimos dos parámetros necesarios que proporcionan un modo leaky-wave para el diseño de la antena. Estos son el periodo P y la anchura del slot W. Para poder usar las curvas de dispersión correctamente, el valor de R/λ_0 escogido debe encontrarse entre 6.5 y 17.

Otro parámetro importante en las antenas es el Ancho de Haz entre ceros a -3dB para una antena leaky line-source como, por ejemplo, este leaky coax, que radia con una longitud L_{RAD} y en un ángulo θ_{RAD} medido desde la perpendicular. Se puede calcular sencillamente aplicando la siguiente expresión:

$$\Delta\theta_{-3dB}(rad) \approx \frac{1}{\frac{L_{RAD}}{\lambda_0} * \cos \theta_{RAD}(rad)} \quad (2.17)$$

En el flujograma que se muestra a continuación, se muestra de forma esquemática todos los pasos detallados anteriormente incluyendo en cada caso, el número de referencia de la expresión necesaria para obtener cada uno de los parámetros que se muestran.



Flujograma 1. Método de diseño

4. ANÁLISIS DEL FEEDER DE TIPO COAXIAL RANURADO PARA UN REFLECTOR CÓNICO.

El análisis del coaxial ranurado usado en este proyecto es útil para extraer el valor de la constante de radiación respecto de la constante de propagación en espacio libre. Para ello, el método seguido consiste en que, dado un ángulo de apertura del reflector cónico γ_{CONE} , el cuál como se ha indicado anteriormente deberá encontrarse entre 45 y 90 grados, y un radio de reflector R , se obtiene la longitud total L_T que deberá tener el coaxial para que el funcionamiento sea el deseado (2.11). Haciendo uso de las expresiones 2.6 y 2.7, se puede obtener la longitud de la zona de radiación del alimentador L_{RAD} . Por otro lado, como se ha demostrado también en la ecuación 2.4, el ángulo de radiación θ_{RAD} depende del ángulo de apertura y, por lo tanto, aplicando la expresión 2.25 se obtendrá el parámetro esperado, α_{RAD}/k_0 , donde la eficiencia de radiación será el 90%.

4.1. Regiones de funcionamiento de la LWA.

Como se ha repetido en varias ocasiones, lo que se quiere conseguir es una radiación backward. Para lograrlo, como se muestra en la figura 17, el ángulo de radiación θ_{RAD} debe estar entre -90 y -180 grados (se consideran valores negativos para resaltar la dirección opuesta a la de propagación), o lo que es lo mismo, que el valor de θ_{LEAKY} sea negativo. Dichos valores son resultados teóricos ya que, en la realidad, el ángulo de radiación podrá estar entre -105 y -135 grados. Esto es así ya que por encima de -105 grados, el comportamiento del alimentador deja de ser el deseado. Como se verá a continuación, para los valores correspondientes del periodo y anchura del slot pasa de radiar en backward a encontrarse en una stopband. Al igual ocurre con los ángulos de radiación que se encuentran por debajo de -135 grados, donde a partir del cual se produce

un error no controlado en el funcionamiento del coaxial debido al band-gap, y el escaneo angular se ve perjudicado porque deja de ser un modo leaky.

Por lo tanto, el ángulo de apertura del reflector deberá variar entre 52.5 y 67.5 grados.

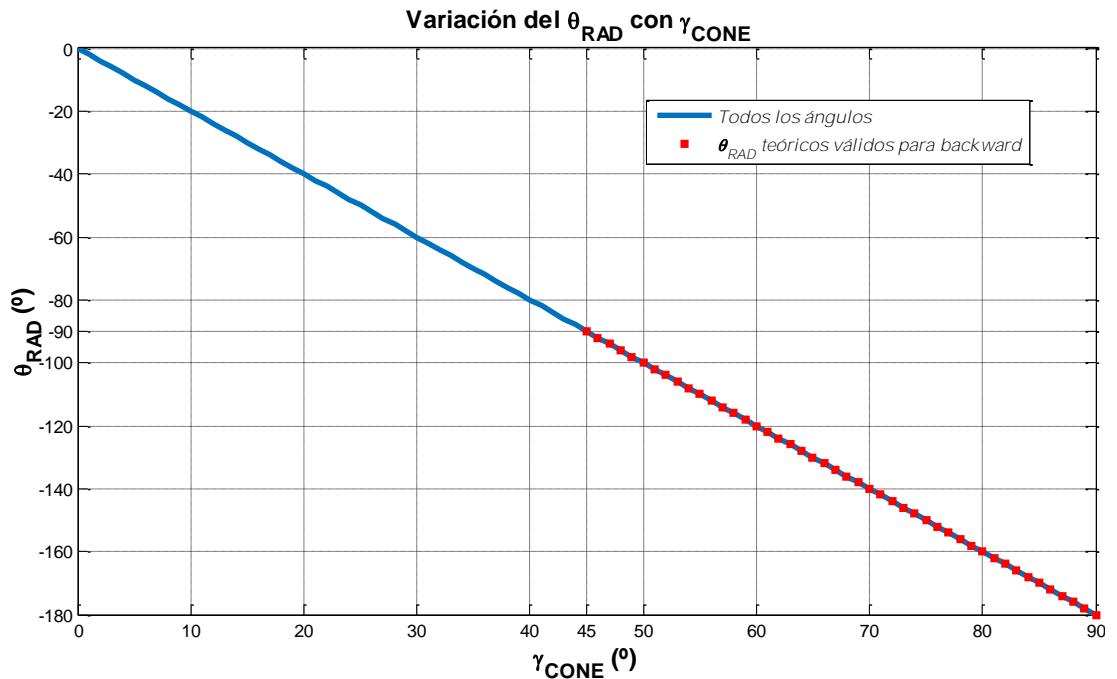


Fig.17. Variación de θ_{RAD} respecto de γ_{CONE} .

Para obtener dicho resultado se ha de trabajar con un rango de valores de periodo P adecuados. Mediante la herramienta de software Ansoft *Electronics*, se ha simulado el comportamiento de un coaxial con las medidas reales de diámetros y dieléctrico para una anchura de slot W/P de 0.01. Puesto que esta anchura es próxima a 0, es decir, un coaxial cerrado, se hace una comparativa con respecto a la varianza de la función del armónico -1 y -2. En la figura 18 se pueden observar las distintas regiones de funcionamiento para los distintos valores de P para un W/P igual a 0.01.

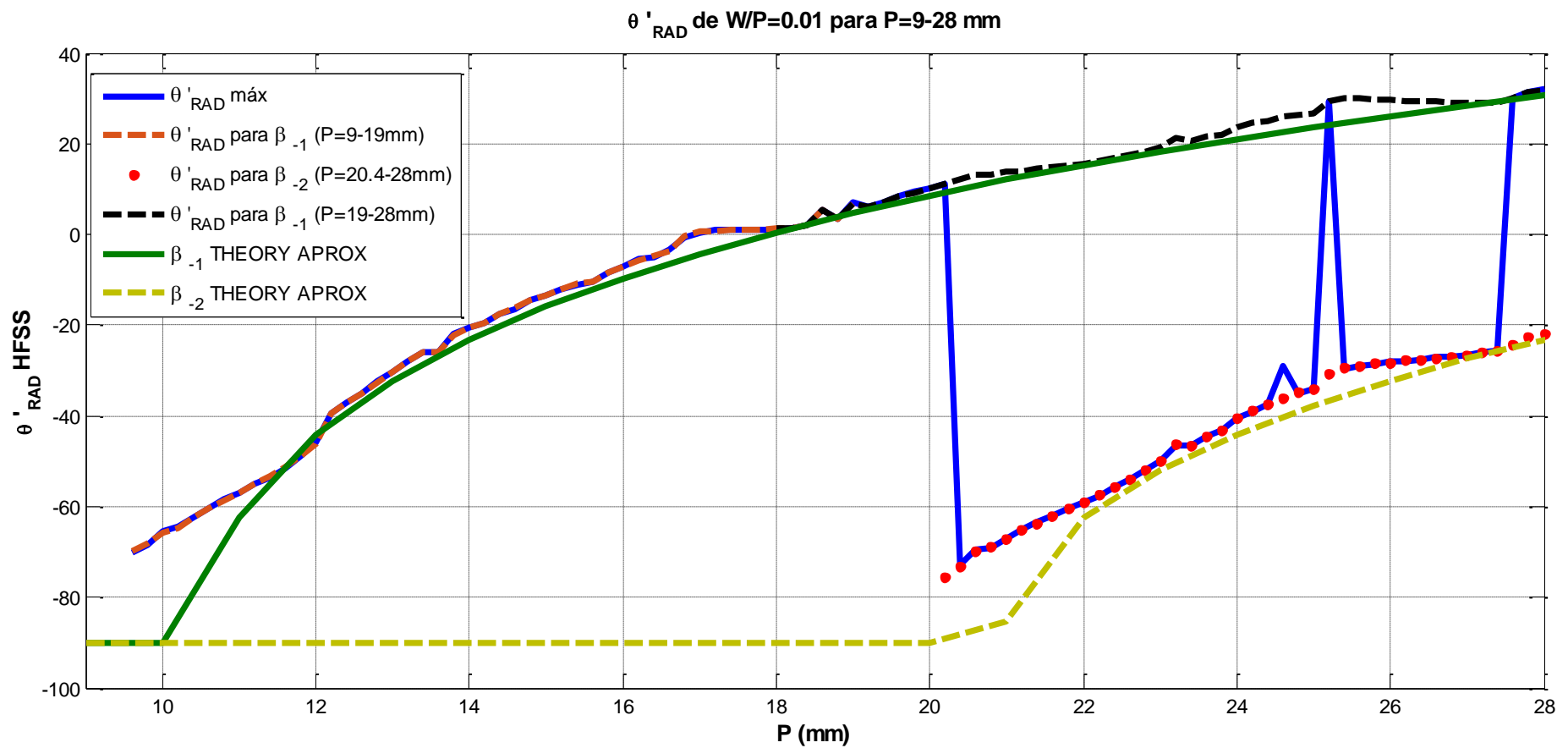


Fig. 18. Regiones de funcionamiento de la LWA para un rango de periodo de 9 a 28 mm (vs θ'_{RAD}) con $W/P = 0.01$ y $f = 11.85$ GHz.

En la figura anterior, se puede comprobar que los valores de simulación se aproximan a la función teórica, tanto para el armónico -1 como para el -2. Esto significa que el método seguido para la simulación, es el correcto. A continuación, en la siguiente tabla se detallará el rango de valores de P para los distintos modos de radiación: *backward*, *forward*, *broadside* y las dos zonas de stop-band.

Región de funcionamiento	Tipo de radiación	Rango de P (mm)
1	<i>Backward</i> (1 ^{er} armónico)	9 – 16.9
2.i	<i>Broadside</i>	16.9 – 17.2
2.ii	Stopband de Broadside	17.2 - 18
3	<i>Forward</i> (1 ^{er} armónico)	18 – 20.2
4.i	<i>Backward</i> (2 ^{do} armónico)	20.2 – 23.2
4.ii	Stopband de Backward	23.2 – 23.4
5	<i>Backward</i> (2 ^{do} armónico)	23.4 - 25
6	<i>Forward</i> (1 ^{er} armónico)	~25.2
7	<i>Backward</i> (2 ^{do} armónico)	25.4 – 27.4

Tabla 2. Regiones de funcionamiento.

Como se puede observar en la imagen, al comienzo de la primera zona se produce un comportamiento anormal que hace distanciarse de los valores teóricos. Este error no controlado es debido al band-gap, el escaneo angular se ve perjudicado porque deja de ser un modo leaky. El resto de la región 1, para valores pequeños para la anchura del slot, se aproxima al valor teórico del ángulo de radiación para el armónico -1, es la zona lineal. En la zona 2.i el coaxial radia en broadside, es decir, con un $\theta_{\text{RAD}} = 0^\circ$. En los valores de P consecutivos, zona 2.ii, se produce una stopband, por lo que el ángulo de radiación permanece constante durante un cierto conjunto valores de P. En la tercera región, con radiación forward, el funcionamiento del alimentador es correcto, pero como el rango del periodo es pequeño, no es conveniente el uso de estos valores. A partir de

un P de 20.2 mm el ángulo de radiación máximo lo proporciona el armónico -2, exceptuando un rango mínimo de valores (zona 6) donde θ_{RAD} máximo resulta del armónico -1, radiación forward. Como se puede ver, un cambio mínimo en el rango de valores elegido para el funcionamiento de la LWA provoca un cambio notable en el ángulo de radiación. Puesto que la radiación deseada es forward usando el armónico -1, se escoge el conjunto de valores de P que se encuentra entre 12.4 y 16.9 mm.

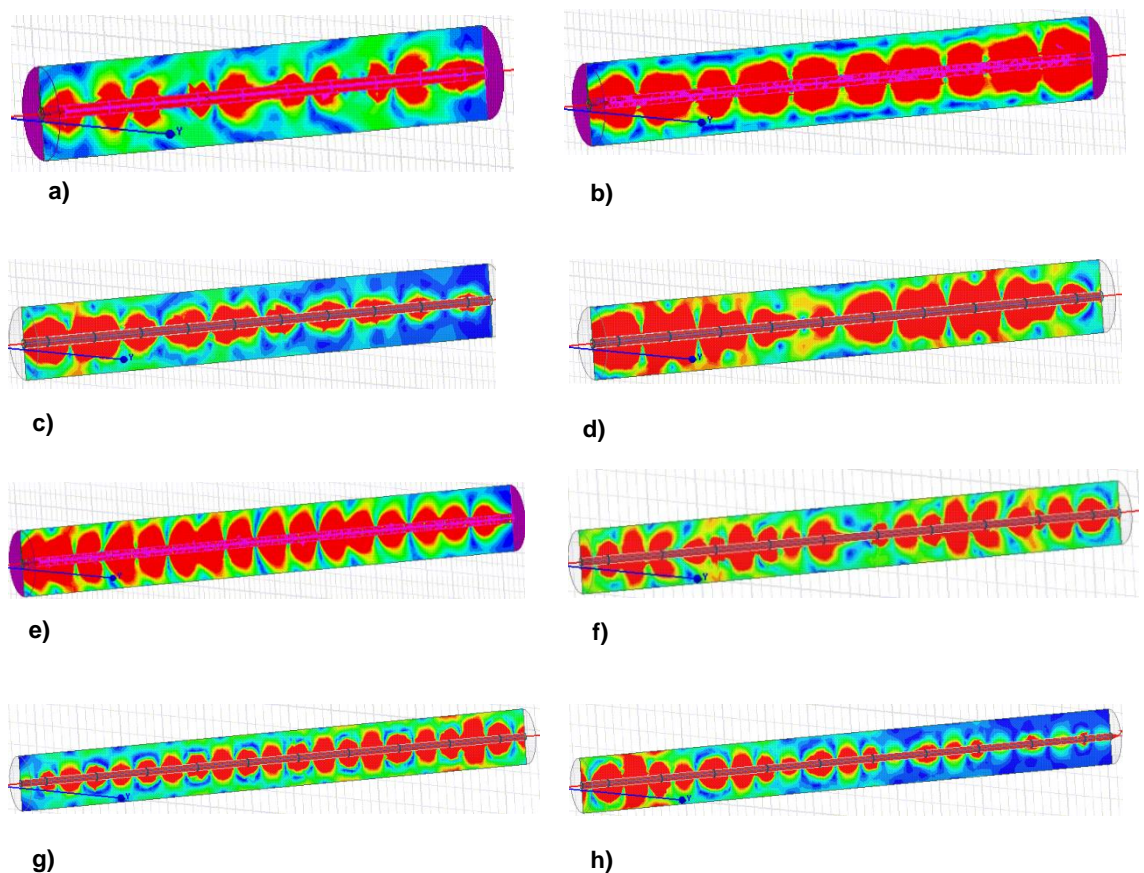
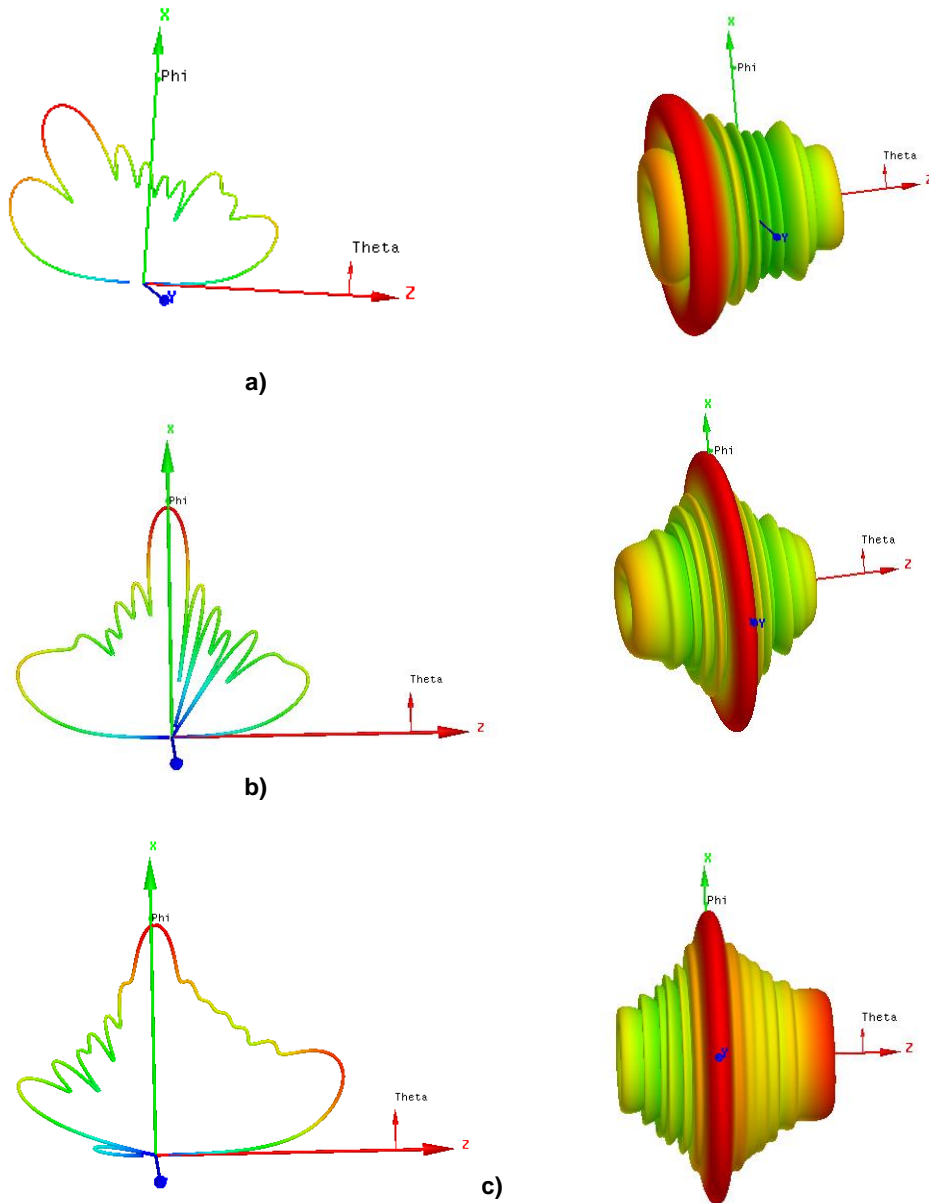
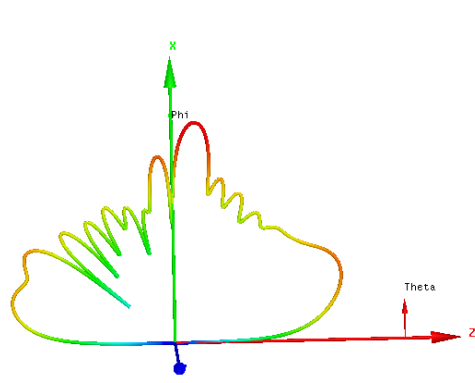


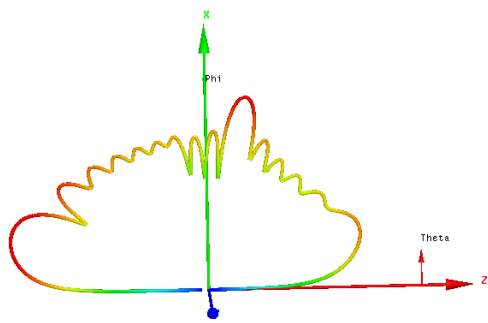
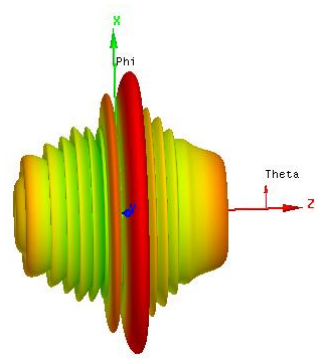
Fig 19. Campo eléctrico según P para $W/P = 0.01$ y $f = 11.85$ GHz.: a) 13mm b) 16.9mm c) 17.6mm d) 19.2mm e) 20.4mm f) 23.2mm g) 25.2mm h) 26.4mm

En la siguiente figura se muestran los diagramas de radiación que se producen para distintos valores de P . Se puede observar claramente como varían dichos diagramas una vez que aparece el segundo armónico, debido que aparece otro máximo de radiación.

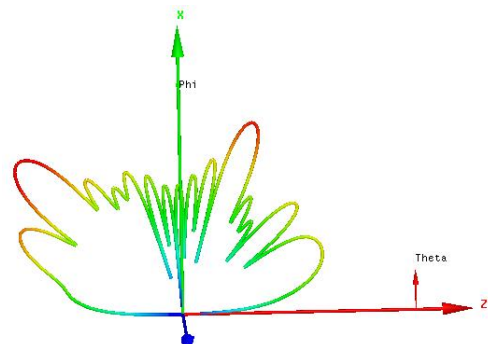
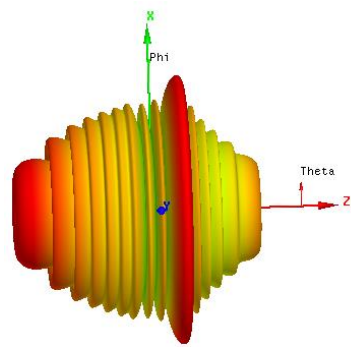




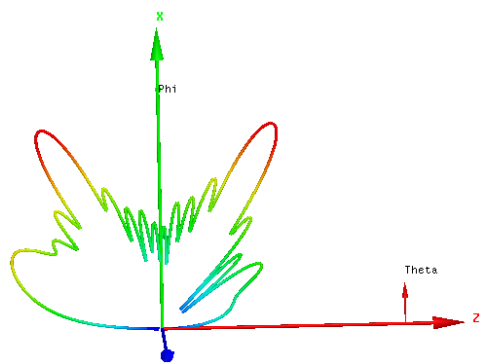
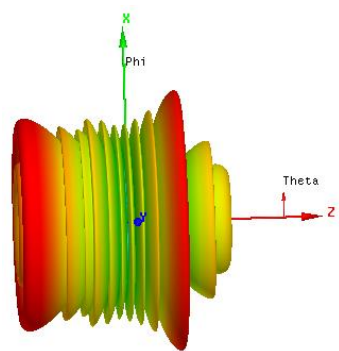
d)



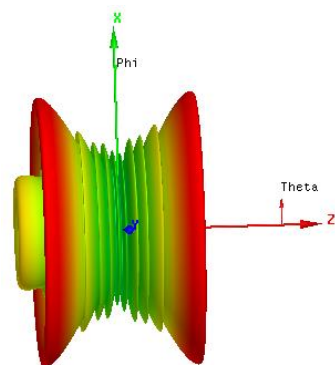
e)



f)



g)



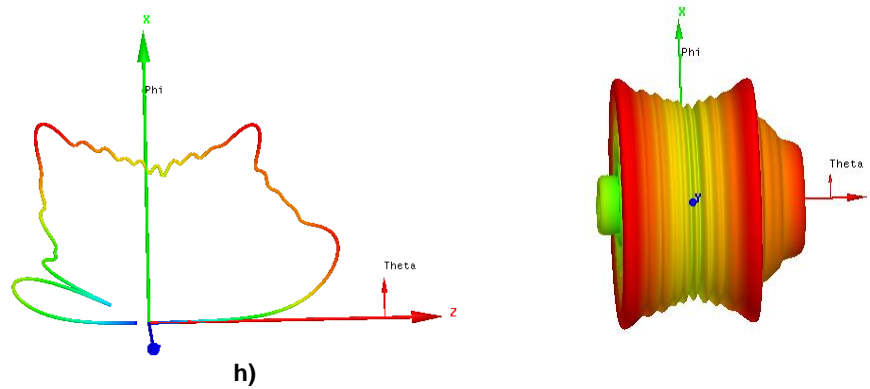


Fig. 20. Diagrama de radiación ($D_{\text{máx}}$) según P, para $W/P = 0.01$ y $f = 11.85$ GHz, en 2D y 3D, respectivamente: a) 13mm, b) 16.8mm, c) 17.6mm, d) 19.2 mm, e) 20.4mm, f) 23.2mm, g) 25.2mm, h) 26.4mm

Respecto a la constante de radiación para todo el conjunto de valores se puede observar en la figura 21 que varía de forma irregular dependiendo del valor de P elegido. Por este motivo, se deberá tomar el valor adecuado según el diseño.

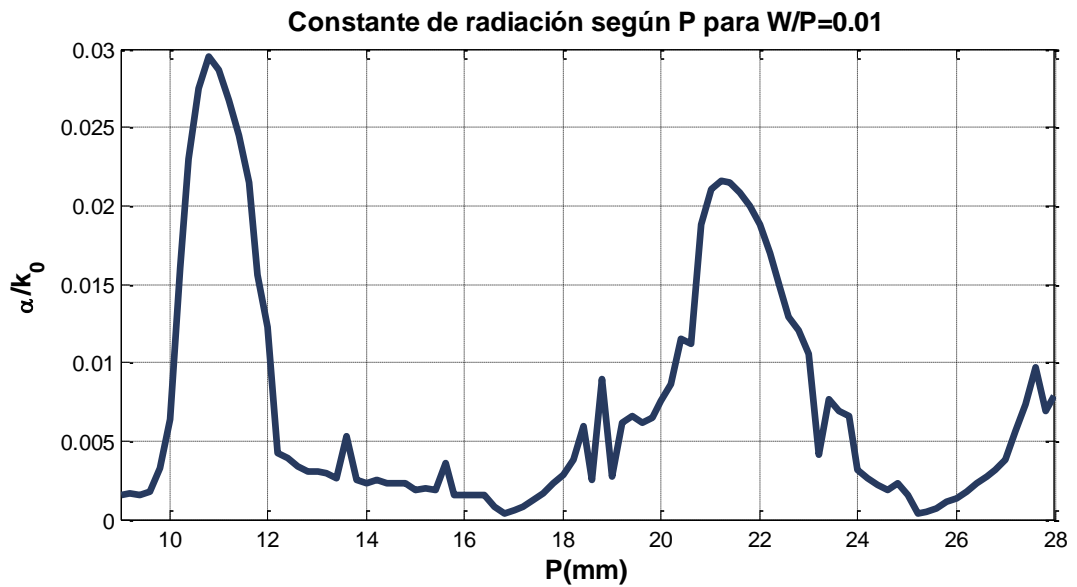


Fig. 21. Constante de radiación según P para $W/P = 0.01$ y $f = 11.85$ GHz.

5. ANÁLISIS DE DISPERSIÓN GEOMÉTRICA CON W Y P.

En el apartado anterior, se realizó un estudio de la dispersión frecuencial del cable coaxial leaky, identificando los regímenes de radiación en función de la frecuencia. En este apartado, se hallarán las curvas de dispersión geométricas de la LWA variando simultáneamente la anchura y la separación de los slots. Este es uno de los pasos más importantes en el análisis ya que a partir de las curvas de dispersión se podrá diseñar la antena con las dimensiones correctas para que se ajuste al funcionamiento deseado. Para la simulación del prototipo de alimentador se ha usado el software de simulación *ANSYS Electronics* y, posteriormente, para procesar los resultados obtenidos, la herramienta *Matlab*.

Para ello, se ha fijado como objetivo tener un ángulo de radiación de -120° grados. Haciendo un barrido tanto para los todos valores de **P** como de **W**, se ha obtenido como varía dicho ángulo (fig. 22).

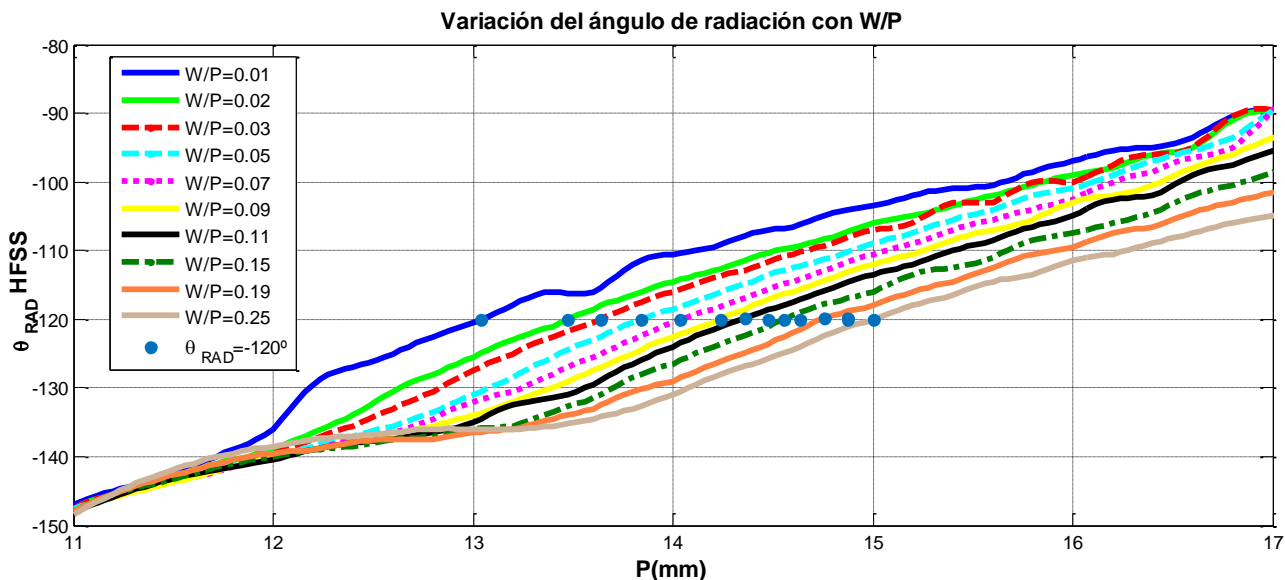


Fig. 22. Variación de θ_{RAD} para distintos valores de W/P según P.

En la figura 22 se puede observar dicha variación, donde como se ha visto en el apartado 3.1, en el rango de P que va desde 11 a 13 mm se produce

una anomalía provocada por un band-gap, donde el escaneo angular se ve perjudicado porque deja de ser un modo leaky. Para el resto de valores del periodo, el comportamiento es, aproximadamente, lineal. Este hecho, es otro de los motivos por el que el rango del período elegido para el funcionamiento de la LWA abarque los valores de 13 a 16.9 mm.

Como ejemplo, se elige un valor de periodo que se encuentra en la zona de funcionamiento *backward*, 14 mm. Para ese valor de P, le corresponde una anchura de slot de 1 mm para que θ_{RAD} sea -120 grados y una longitud del alimentador de:

$$L_{RAD} = N_{slots} * P = 10 * 14 = 140 \text{ mm} \quad (4.1)$$

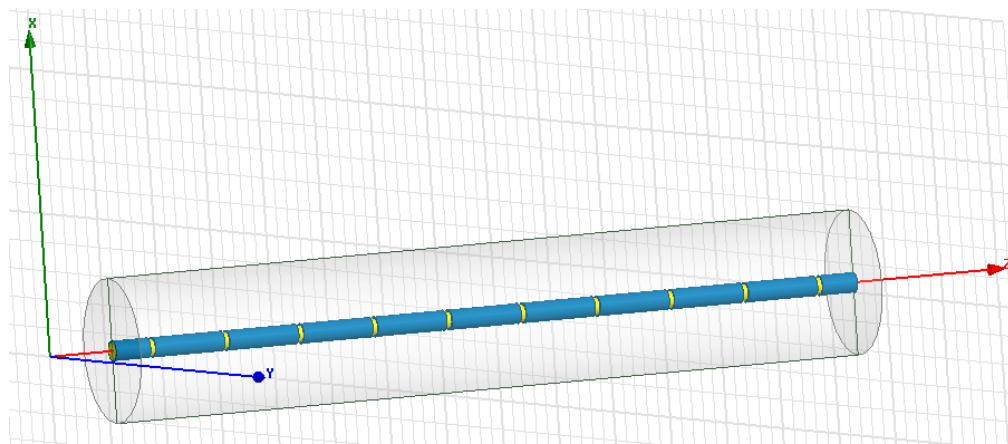


Fig. 23. Imagen del prototipo en ANSYS Electronics.

Al igual que se extraen todos los valores del ángulo de radiación para distintas anchuras de slots según P, se hace también para hallar cómo varía la constante de radiación del alimentador. Para ello, se aplica la ecuación (2.29) donde los parámetros S_{11} y S_{21} se obtienen a partir de la simulación con *ANSYS Electronics* del prototipo.

En la figura siguiente, se puede ver la rápida variación de la constante de radiación del coaxial (normalizada). Como es lógico, para una anchura de slot pequeña, W/P de 0.01 mm, α_{RAD} / k_0 es aproximadamente cero. Esto es así ya que, al ser una apertura mínima, apenas radia energía por el slot. A medida

que va aumentando la anchura, también lo hace la constante de radiación, aunque como se ve en la imagen, entre el conjunto de valores de P entre 13 y 14 mm se produce el máximo.

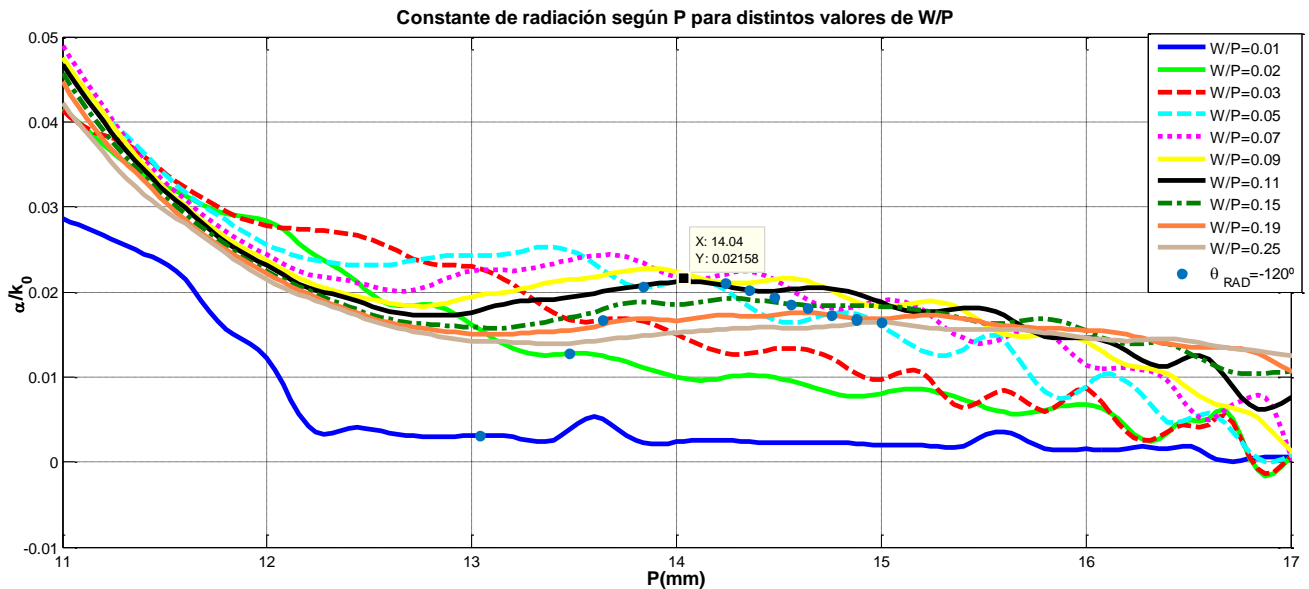


Fig. 24. Variación de la constante de radiación normalizada según la constante de propagación en el vacío ($f = 11.85$ GHz).

El conjunto de puntos azules indica, para cada valor de W/P simulado, que valía tiene el período donde el ángulo de radiación es de -120 grados. De forma más detallada, esto se indica en la siguiente gráfica. La línea continua enseña, no sólo para los valores simulados, sino para cada α_{RAD}/k_0 que valor de W se debe elegir para tener un θ_{RAD} de -120 grados. Además de eso, la figura 25 también muestra el valor de la constante de radiación para cada W . Otra de las diferencias de esta gráfica con respecto a las anteriores es la anchura del slot. Para aportar mayor facilidad a la hora de elegir el valor deseado para el diseño de la antena, dicha anchura ya no está normalizada, sino que viene dada en milímetros. Por lo tanto, como se puede observar, el máximo de radiación se da para una anchura de slot de 1 milímetro.

Por todo ello, la figura 25 es considerada como una gráfica útil para el diseño de esta antena junto con la gráfica consecutiva.

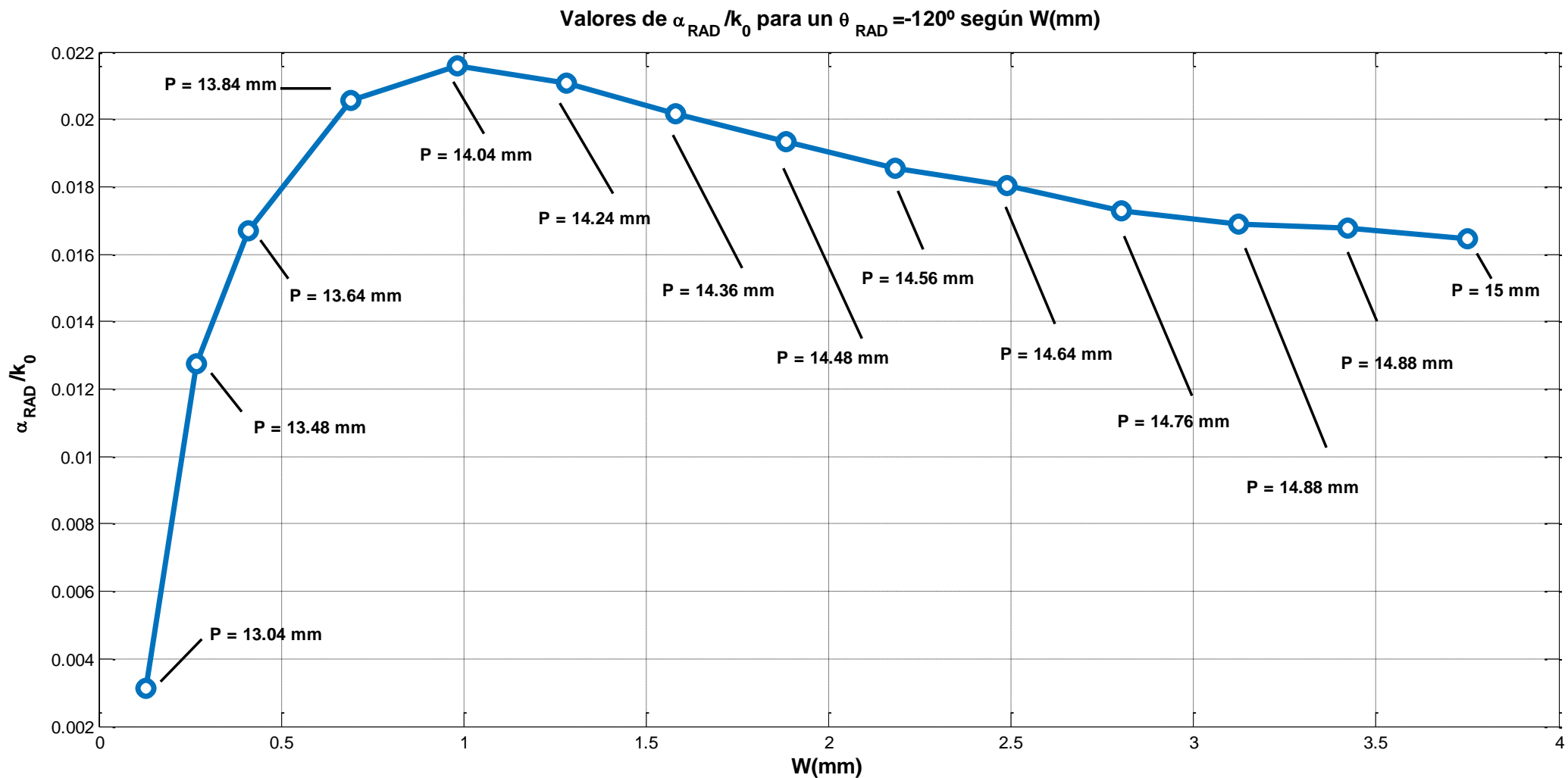


Figura 25. Constante de radiación para cada W con $\theta_{\text{RAD}} = -120^\circ$ ($f = 11.85$ GHz).

Valores de P para un $\theta_{\text{RAD}} = -120^\circ$ según W

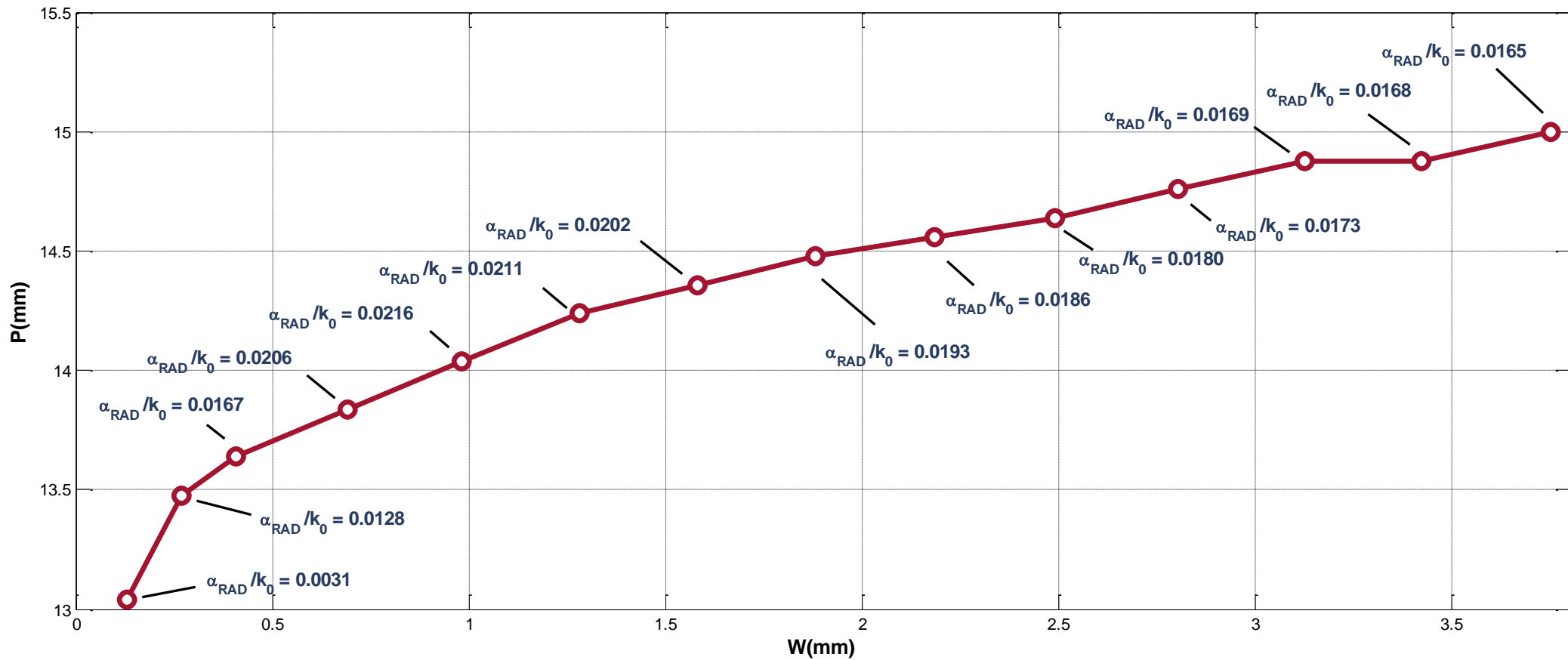


Figura 26. P para cada W con $\theta_{\text{RAD}} = -120^\circ$ (f = 11.85 GHz).

Por último, con la ayuda de las gráficas de las figuras 25 y 26, con la elección de un valor de período y su correspondiente anchura de slot se podrá obtener la constante de radiación. Por lo tanto, como se ha indicado anteriormente, se muestra para cada par de valores constante de radiación – anchura de slot que valor se ha de tomar de período para tener un ángulo de radiación de -120 grados.

Una vez que se obtiene $\alpha_{\text{RAD}} / k_0$, mediante la ecuación 2.25 se podrá despejar L_{RAD} y, por lo tanto, conocer la longitud total del alimentador al igual que el radio del reflector. Además, como se conoce el valor del ángulo de radiación, mediante la relación de este con el ángulo de apertura del coaxial, se obtendrían todos los parámetros de diseño de la antena leaky-wave.

Cabe destacar que las gráficas mostradas anteriormente, denominadas **curvas de dispersión**, son para un valor discreto del ángulo de radiación, pero el método a seguir para cualquier valor de este, es el mismo.

6. Método de síntesis.

El método de síntesis sirve de forma indirecta para comprobar que los resultados anteriores son correctos ya que, usando otros parámetros para comenzar con el diseño, se obtiene el mismo efecto.

Como se ha dicho, el método de síntesis utiliza otros parámetros como origen. Esto quiere decir que, dado un ángulo y constante de radiación, se puede obtener el período P y la anchura del slot. Por lo tanto, el método de síntesis es inverso al método de análisis.

Para la aplicación de este procedimiento se usan las curvas de dispersión mostradas en el apartado 4 donde la constante de radiación viene dada por la expresión 2.27 donde la eficiencia será del 90% y la longitud de radiación dependerá del radio y ángulo de apertura del reflector elegido.

7. Análisis mediante HFSS del diseño de un coaxial ranurado específico.

Aplicando todos los conceptos y resultados anteriores, se han diseñado cuatro alimentadores con distintos parámetros con el fin de demostrar, en simulación mediante HFSS, que estos reflejan el efecto esperado.

7.1. Con ángulo de radiación -120 grados

7.1.1. *Con periodo de 13.8 mm y anchura de slot de 0.7 mm.*

Este primer alimentador tiene un período de 13.8 mm y una anchura de slot de 0.7 mm, o lo que es lo mismo, normalizado respecto del período, 0.05. Además, su ángulo de radiación es de -120 grados. La imagen siguiente corresponde al prototipo de la zona radiante creado en HFSS el cual consta de 10 slots con las medidas indicadas anteriormente.

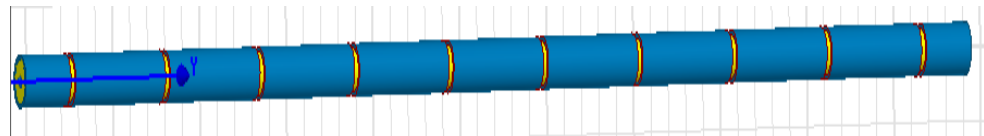


Fig. 27. Imagen del prototipo de la zona radiante del alimentador 1 en HFSS.

Para demostrar de forma visual que dichas medidas son las adecuadas para obtener un θ_{RAD} de 120°, a continuación, se muestra el diagrama de radiación de dicho coaxial tanto en 2D como en 3D. Aunque en Nivel de Lóbulo Principal a Secundario (NLPS) no tenga un valor muy alto, el resultado se aproxima bastante bien al esperado. Como se indica en la figura 28, la directividad máxima para el alimentador 1 es de 9.193 dB.

Por otra parte, otro de los parámetros característicos del diseño del alimentador son la constante de radiación y su longitud total. Para este caso, α_{RAD}/k_0 es de 0.0206 y L_T , 30.02 cm. Respecto al ancho de haz a -3dB (ecuación 2.16) es igual a 6.45° considerando la longitud L_{RAD} como 22.52 cm.

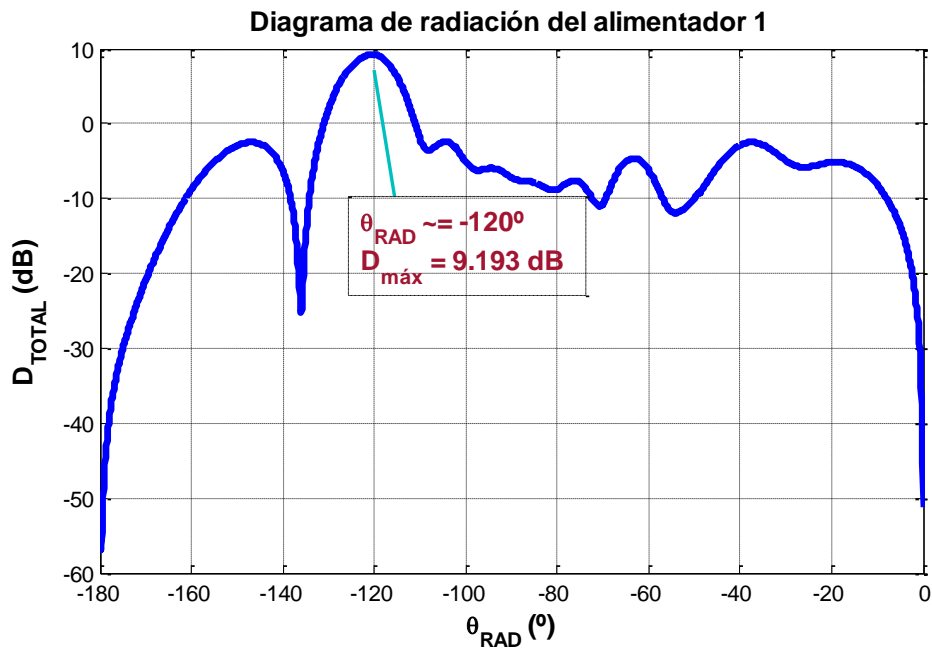


Fig.28. Diagrama de radiación en 2D del alimentador 1 – D_{TOTAL} según θ_{RAD} .

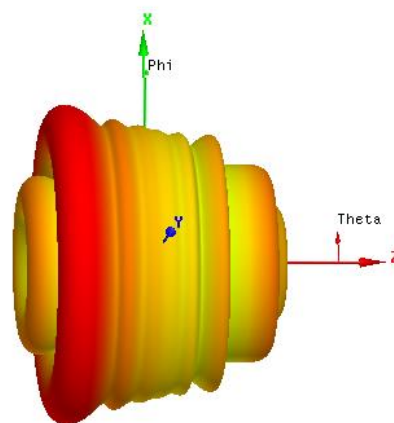


Fig. 29. Diagrama de radiación en 3D del alimentador 1.

Otra forma de ver que el resultado es válido es obteniendo el diagrama de distribución del campo eléctrico radiado por el coaxial.

Como se puede observar en la figura siguiente, el sentido de la radiación es opuesto al de propagación por dentro de coaxial y, por lo tanto, se trata de radiación *backward*.

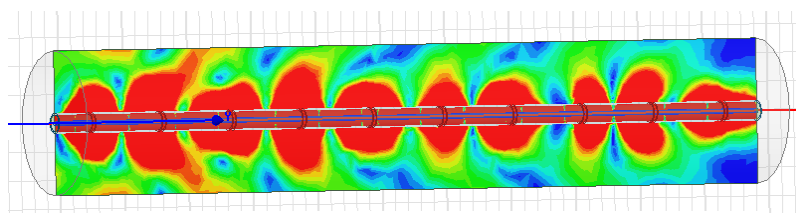


Fig. 30. Distribución del campo eléctrico radiado

7.1.2. Con periodo de 14 mm y anchura de slot de 1 mm.

En segundo lugar, se ha diseñado un alimentador con un período de 14 mm y una anchura de slot de 1 mm, o lo que es lo mismo, normalizado respecto del período, 0.07. Además, al igual que el anterior, su ángulo de radiación es de -120 grados. Lo mismo ocurre con el número de slots, que son los mismos que en el primer alimentador, 10. Respecto a los valores de longitud total y constante de radiación, tienen un valor de 28.63 cm y 0.0216, respectivamente. Cabe destacar, que todos estos parámetros se corresponden con el máximo de la constante de radiación y, por lo tanto, al tratarse de una longitud relativamente pequeña, este diseño será considerado como uno de los mejores.

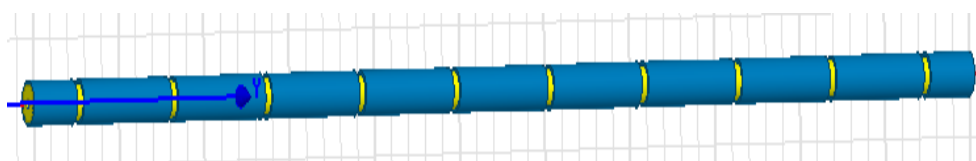


Fig. 31. Imagen del prototipo de la zona radiante del alimentador 2 en HFSS.

Como se puede observar en la figura 32, el ángulo de radiación, como se esperaba es de -120 grados con una directividad máxima de 8.864 dB. En las siguientes imágenes se muestra tanto el diagrama de radiación en 3D como la distribución de campo eléctrico radiado donde se puede ver también como el sentido de radiación es

el deseado, *backward*. Como se ha ido viendo en todos los diagramas de radiación mostrados hasta ahora, al igual que ocurrirá en los dos alimentadores siguientes, aparece un nulo de radiación en ϕ igual a 0 grados. Este defecto de radiación de la antena debido a la polarización circular que se produce por la aplicación de slots transversales, se detallará en el apartado 8.

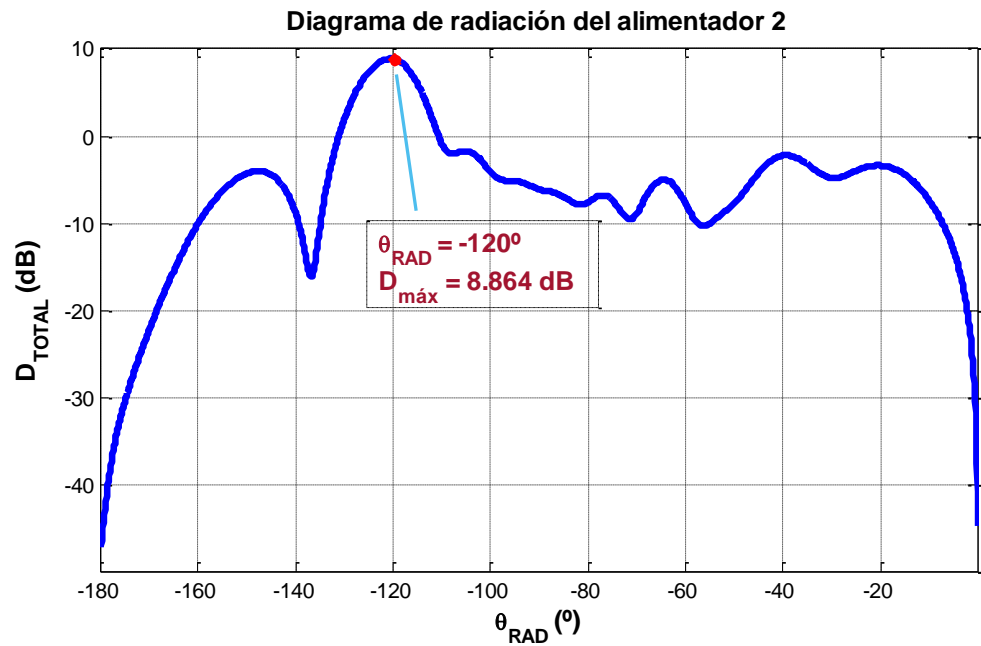


Fig. 32. Diagrama de radiación en 2D del alimentador 2 – D_{TOTAL} según θ_{RAD}

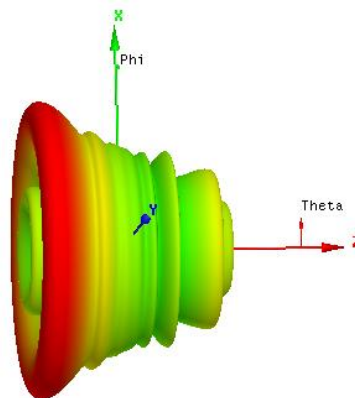


Fig. 33. Diagrama de radiación en 3D del alimentador 2.

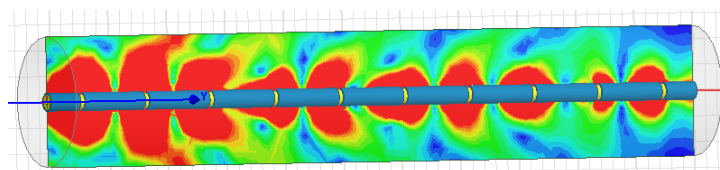


Fig. 34. Distribución del campo eléctrico radiado.

7.2. Con ángulo de radiación -135 grados

Durante todo el desarrollo anterior se ha trabajado con un ángulo de -120 grados, pero para demostrar la validez del diseño con otro valor de θ_{RAD} , se han diseñado dos alimentadores con -135 grados.

En la siguiente gráfica, al igual que se hizo con el ángulo de -120, se muestra el periodo y anchura del slot requerido para obtener un ángulo de radiación de -135 grados. Respecto a los diseños anteriores, el rango de P ha variado, encontrándose ahora, aproximadamente, entre 12 y 13.5 mm.

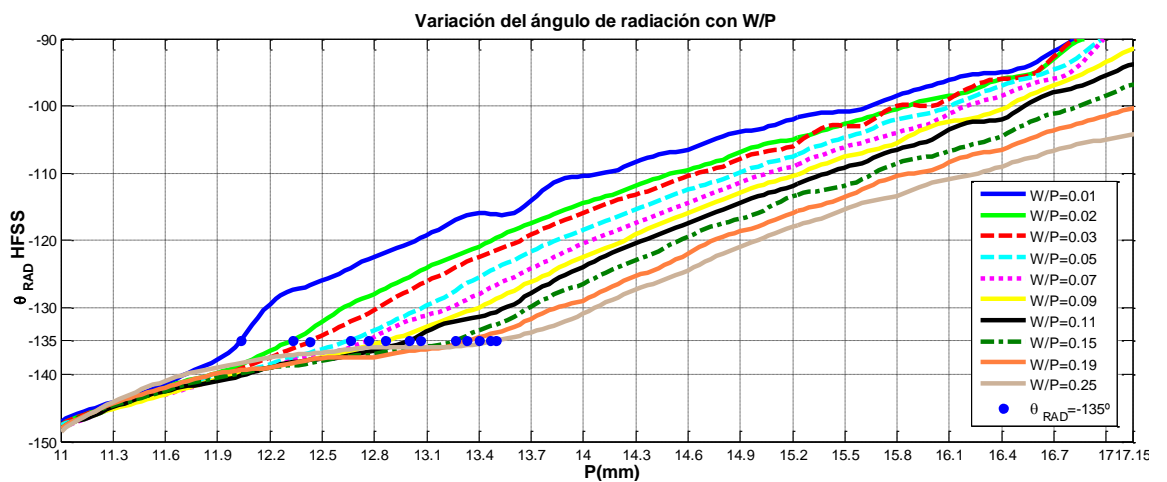


Fig. 35. Relación de θ_{RAD} para distintos W/P según P con $f=11.85$ GHz.

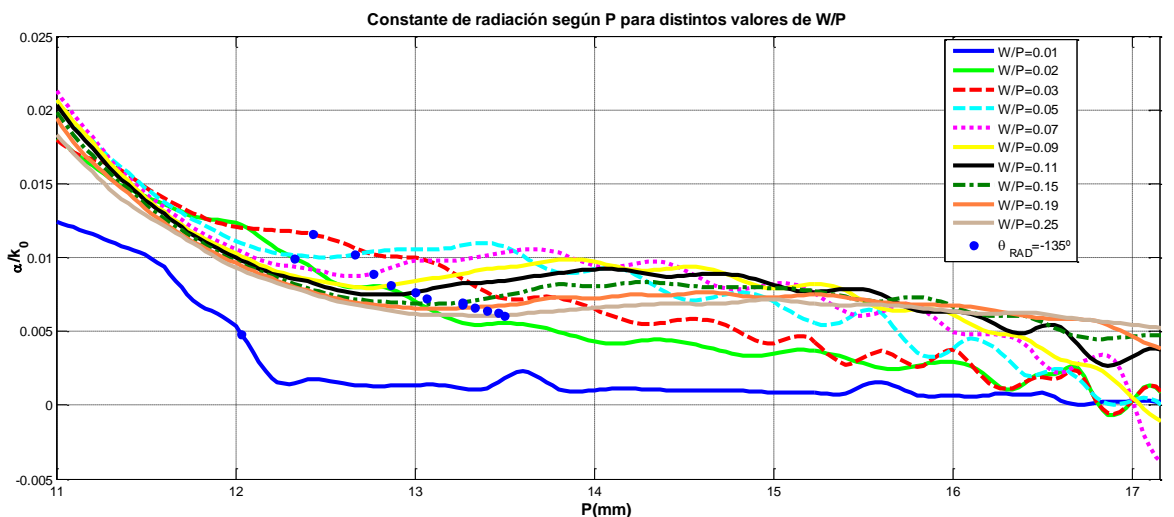


Fig. 36. Relación de α_{RAD}/k_0 para distintos W/P según P con $f=11.85$ GHz.

De igual forma, en la figura 35 se pueden observar puntos azules que indican, para cada W/P, qué valor tiene la constante de radiación y el período cuando el ángulo θ_{RAD} es de -135°. El valor máximo de α_{RAD}/k_0

en estas circunstancias se encuentra para W/P de 0.03 con un P de 12.43 mm, cuyo valor es 0.012.

Finalmente, se muestran las **curvas de dispersión** para este valor del ángulo de radiación. Como ya se dijo en el apartado 4, estas gráficas son para un valor discreto de θ_{RAD} . Comparando las curvas resultantes tanto para θ_{RAD} de -120 como de -135, se puede observar que en la gráfica $W-P$, la forma es similar variando únicamente el rango de valores de estos. Donde se aprecia un cambio notable es en la curva de $\alpha_{RAD}/k_0 - P$, mientras que para -135 grados el crecimiento para los primeros valores del periodo es muy rápido al igual que la caída, para el diseño de -120 grados, el crecimiento es algo más suave pero la mayor diferencia se encuentra a partir del valor de P donde la constante de radiación es máxima, ya que la caída es bastante más lenta. La rápida variación de α_{RAD}/k_0 implica que hay que prestar atención a los valores de P escogidos porque el resultado puede no ser el esperado.

El método a seguir para el diseño de la LWA con este ángulo de radiación es el mismo que con el otro. Es decir, con la ayuda de las gráficas de las figuras 37 y 38, se ha de elegir un valor de P y su correspondiente W para obtener la constante de radiación. Por lo tanto, una vez que se obtiene α_{RAD} / k_0 , mediante la ecuación 2.25 se podrá despejar L_{RAD} y, por lo tanto, conocer la longitud total del alimentador al igual que el radio del reflector. Además, como se conoce el valor de θ_{RAD} , mediante la relación de este con el ángulo de apertura del coaxial, se obtendrían todos los parámetros de diseño de la antena leaky-wave.

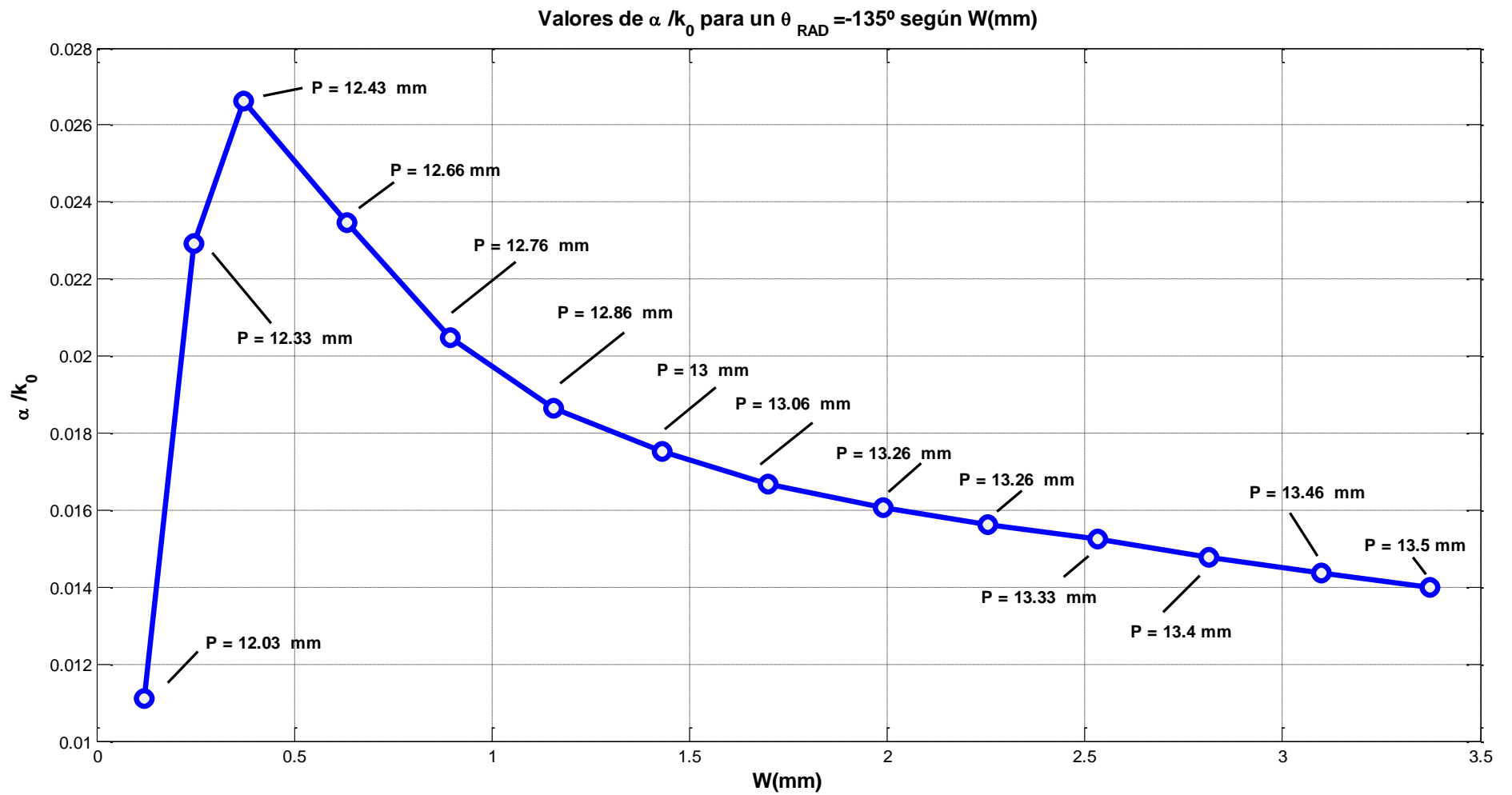


Fig. 37. Variación de α_{RAD} / k_0 según W.

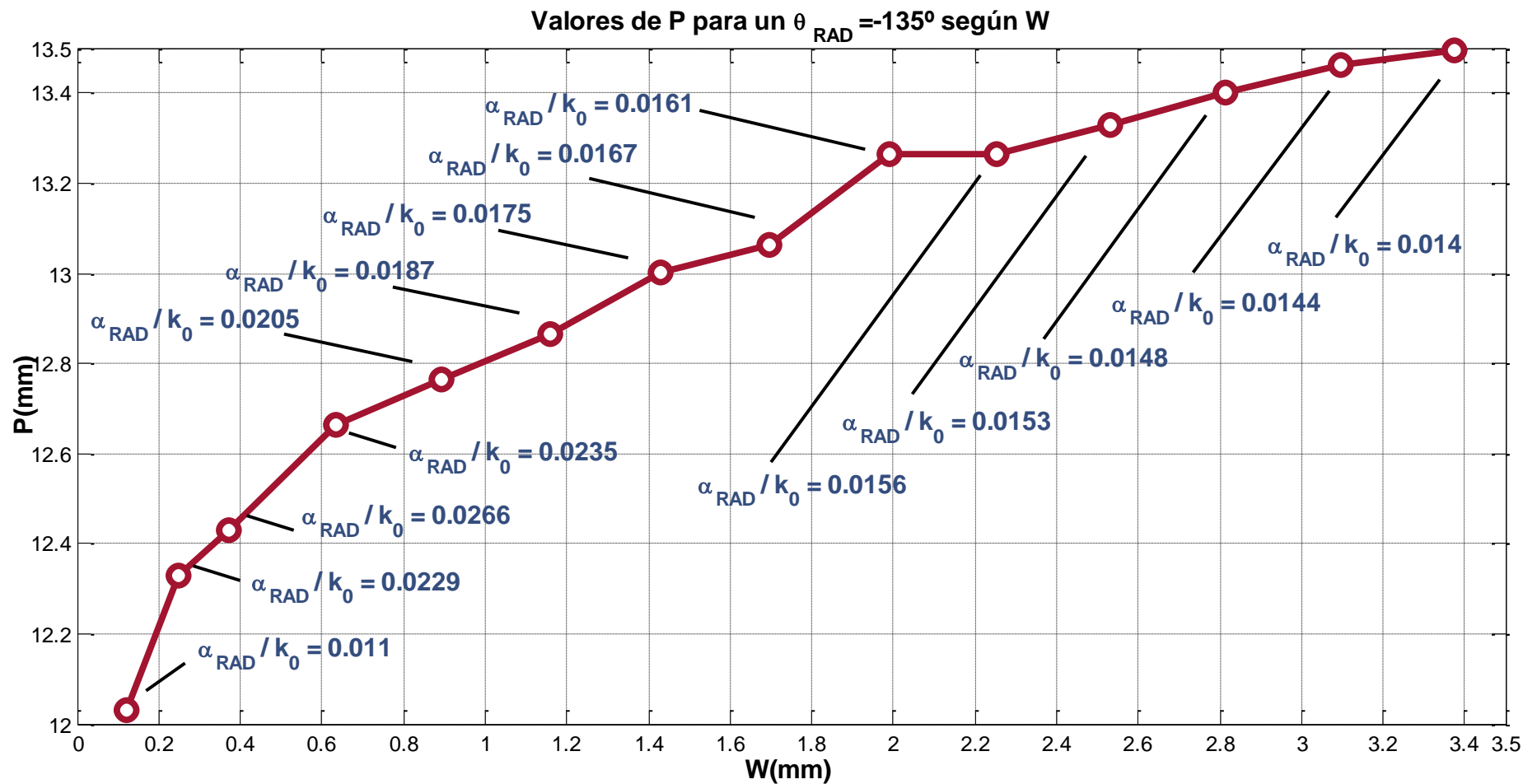


Fig. 38. Variación de P según W.

7.2.1. Con periodo de 12.4 mm y anchura de slot de 0.37 mm.

Este tercer alimentador tiene un período de 12.4 mm y una anchura de slot de 0.37 mm, o lo que es lo mismo, normalizado respecto del período, 0.03. La imagen siguiente corresponde al prototipo de la zona radiante creado en HFSS el cual consta de 10 slots con las medidas indicadas anteriormente.

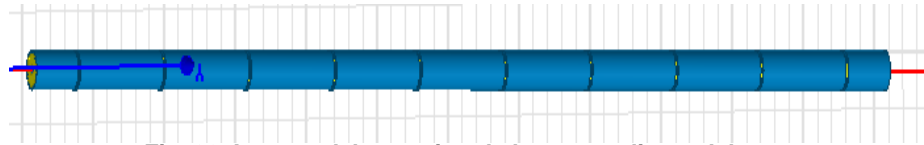


Fig. 39. Imagen del prototipo de la zona radiante del alimentador 3 en HFSS.

Para demostrar de forma visual que dichas medidas son las adecuadas para obtener un θ_{RAD} de -135° , a continuación, se muestra el diagrama de radiación de dicho coaxial tanto en 2D como en 3D. Como se indica en la figura 38, la directividad máxima para el alimentador 3 es de 8.863 dB.

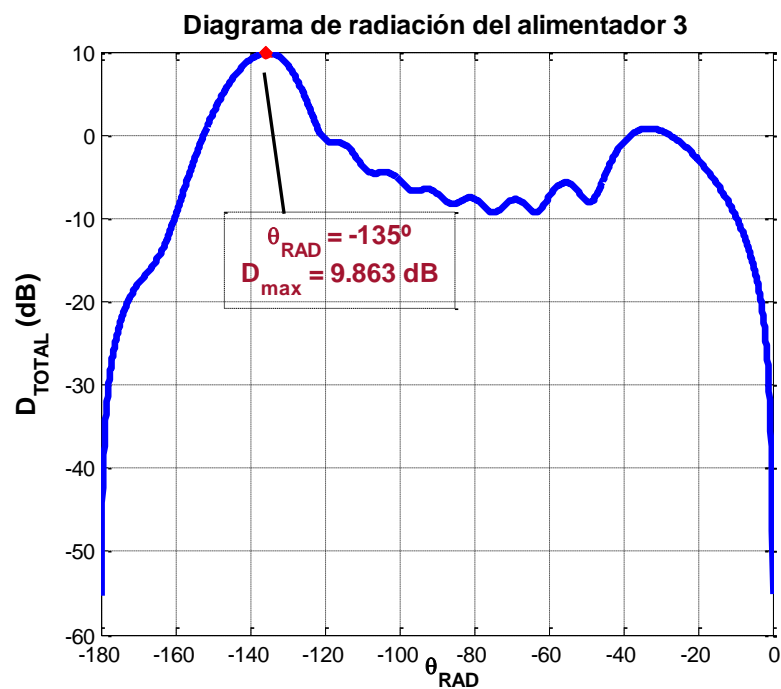


Fig. 40. Diagrama de radiación en 2D del alimentador 3 – D_T según θ_{RAD} .

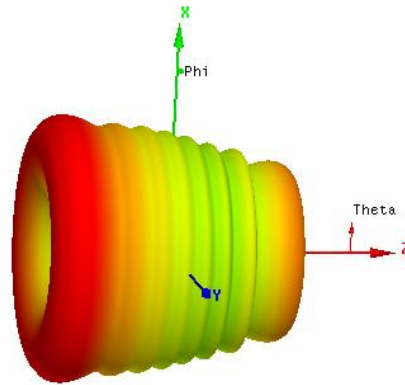


Fig. 41. Diagrama de radiación en 3D del alimentador 3.

Por otra parte, otro de los parámetros característicos del diseño del alimentador son la constante de radiación y su longitud total. Para este caso, α_{RAD}/k_0 es de 0.0266 y L_T , 23.25 cm.

Otra forma de ver que el resultado es válido es obteniendo el diagrama de distribución del campo eléctrico radiado por el coaxial. Como se puede observar en la figura siguiente, el sentido de la radiación es opuesto al de propagación por dentro de coaxial y, por lo tanto, se trata de radiación *backward*.

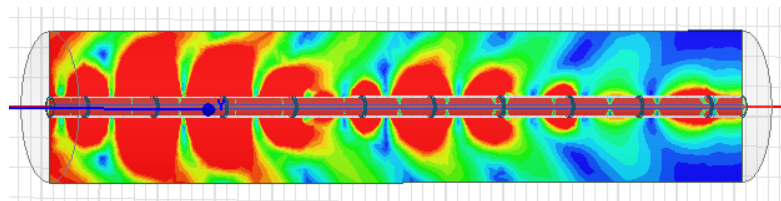


Fig. 42. Distribución del campo eléctrico radiado

7.2.2. Con periodo de 13.26 mm y anchura de slot de 2 mm.

Por último, se ha diseñado un alimentador con un período de 13.26 mm y una anchura de slot de 2 mm, o lo que es lo mismo, normalizado respecto del período, 0.15. Además, al igual que el anterior, su ángulo de radiación es de -135 grados. Lo mismo ocurre con el número de slots, que son los mismos que los demás diseños,

10. Respecto a los valores de longitud total y constante de radiación, tienen un valor de 38.42 cm y 0.0161, respectivamente.

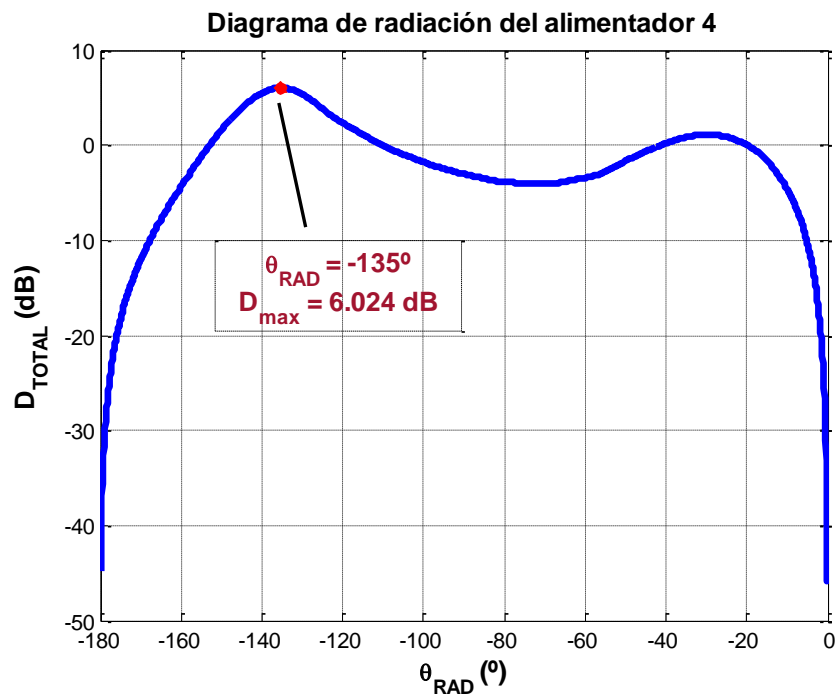


Fig. 43. Diagrama de radiación en 2D del alimentador 4 – D_T según θ_{RAD} .

Como se puede observar en la figura 43, el ángulo de radiación donde la directividad es máxima, como se esperaba es de -135 grados con un valor de $D_{\text{máx}}$ de 6.024 dB.

En las siguientes imágenes se muestra tanto el diagrama de radiación en 3D como la distribución de campo eléctrico radiado donde se puede ver también como el sentido de radiación es el deseado, backward.

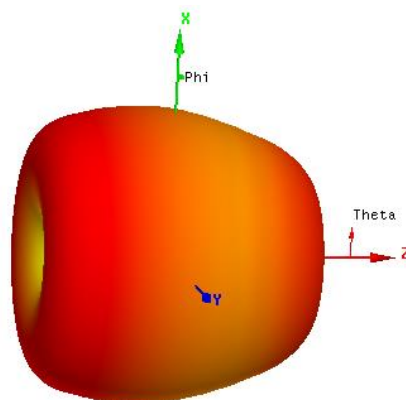


Fig. 44. Diagrama de radiación en 3D del alimentador 4.

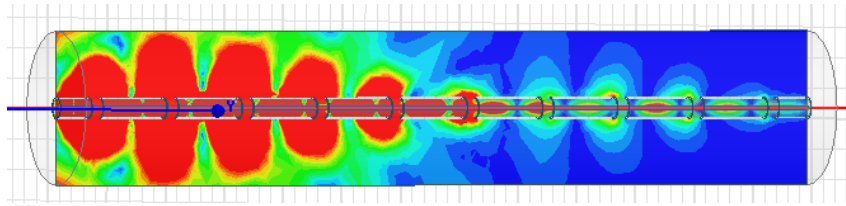


Fig. 45. Distribución del campo eléctrico radiado.

8. Análisis de la LWA con reflector cónico

8.1. Diseño de un reflector cónico con ángulo de apertura 60 grados

La idea en este caso es diseñar una antena LWA siguiendo el método de diseño de una antena leaky-wave explicado en el apartado 3. Se comenzará estableciendo el ángulo de apertura del reflector, en este caso, 60 grados, por lo que, de forma equivalente, con ángulo de radiación del alimentador de -120 grados. Como se puede comprobar en el apartado 2.1.1, dicho valor se encuentra dentro del rango correcto de γ_{CONE} .

Posteriormente se fijará un radio normalizado del reflector y haciendo uso de la figura 12, se relacionará con el valor de la directividad máxima asociada a dicho radio. Para este ángulo de apertura se diseñarán dos reflectores con radios diferentes.

Para cada reflector con un determinado R , ayudándose de las figuras 14, 15 y 16, se obtendrá la longitud total normalizada del alimentador, su correspondiente longitud de la zona radiante y la constante de radiación, respectivamente. Otros parámetros que se pueden obtener de la antena son: el ancho de haz entre ceros a -3dB de una antena leaky con line source (ecuación 3.15), el ancho de haz a -3dB de la antena reflectora para el caso ideal (en que toda la superficie del reflector proyecte un haz electromagnético que ocupe toda su área) tanto para una apertura circular de diámetro D con iluminación uniforme e iluminación no uniforme

con un taper de 10dB, es decir, que la iluminación en los bordes está 10 dB de intensidad por debajo de la iluminación en el centro de la apertura (ecuación 8.1 y 8.2, respectivamente [10][11]), la eficiencia de iluminación en la apertura (despejando de 3.4) y, el área geométrica y efectiva (ecuación 3.2).

$$\theta_{uni} = \frac{58^\circ}{\frac{D}{\lambda_0}} \quad (8.1)$$

$$\theta_{no_uni} = \frac{72^\circ}{\frac{D}{\lambda_0}} \quad (8.2)$$

Por último, se obtendrán los parámetros físicos de los slots, el periodo y la anchura, haciendo uso de las curvas de dispersión. En este caso, las gráficas 25 y 26 que se corresponden con un ángulo de radiación de -120 grados.

Los resultados que se mostrarán a continuación han sido calculados usando las ecuaciones teóricas indicadas en el apartado 3. Para obtener una mayor precisión en los resultados se surgiere usarlas en lugar de las gráficas.

8.1.1. *Reflector cónico con ángulo de apertura de 60 grados y radio $4\lambda_0$.*

Centrándose en un reflector con un ángulo de apertura de 60 grados (ángulo de radiación de -120 grados) y estableciendo un radio del reflector de $4\lambda_0$, se obtiene el resto de parámetros:

γ_{CONE}		60°	η_{RAD}		90 %
θ_{RAD}		-120°	η_{aper}		9 %
R	$4\lambda_0$	10.1 cm	$\Delta\theta_{-3\text{dB_coa}}$		16.37°
L_{T}	$4.6\lambda_0$	11.6 cm	θ_{uni}		7.25°
L_{RAD}	$3.5\lambda_0$	8.9 cm	$\theta_{\text{no_uni}}$		9°
L_{FEED}	$1.1\lambda_0$	2.8 cm	A_{geom}	320.5 cm ²	
D_{max}		28 dB	A_{aff}	26.92 cm ²	
D_{T}		17.25 dB	P	14mm	
α_{RAD}/k_0		0.023	W	1mm	

Tabla 3. Parámetros físicos del primer diseño de LWA con $f=11.85\text{GHz}$.

Como ya se ha indicado antes, P y W se obtienen a partir de las curvas de dispersión. En este caso, se corresponden a un valor de periodo de 14 mm y 1 mm de anchura de slot.

A continuación, se muestran varias imágenes donde se representan los diagramas de radiación, tanto en 2D como en 3D de esta LWA, y el campo E radiado.

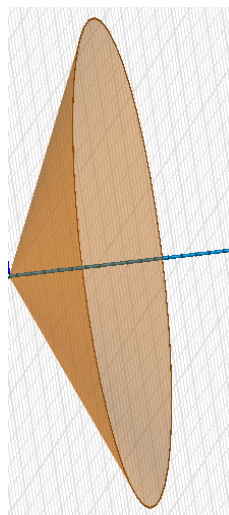
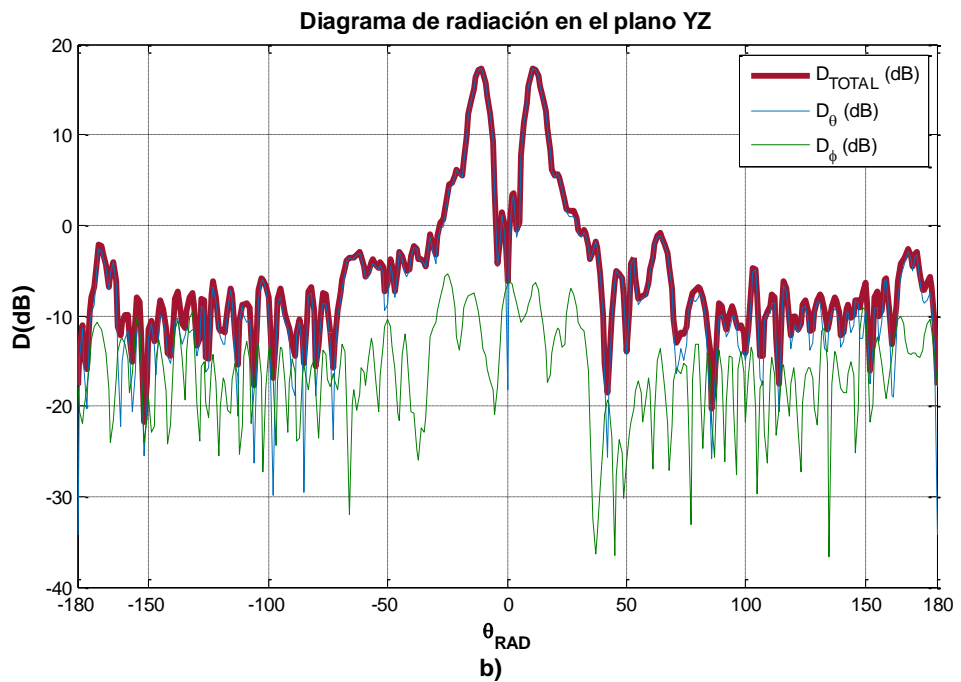
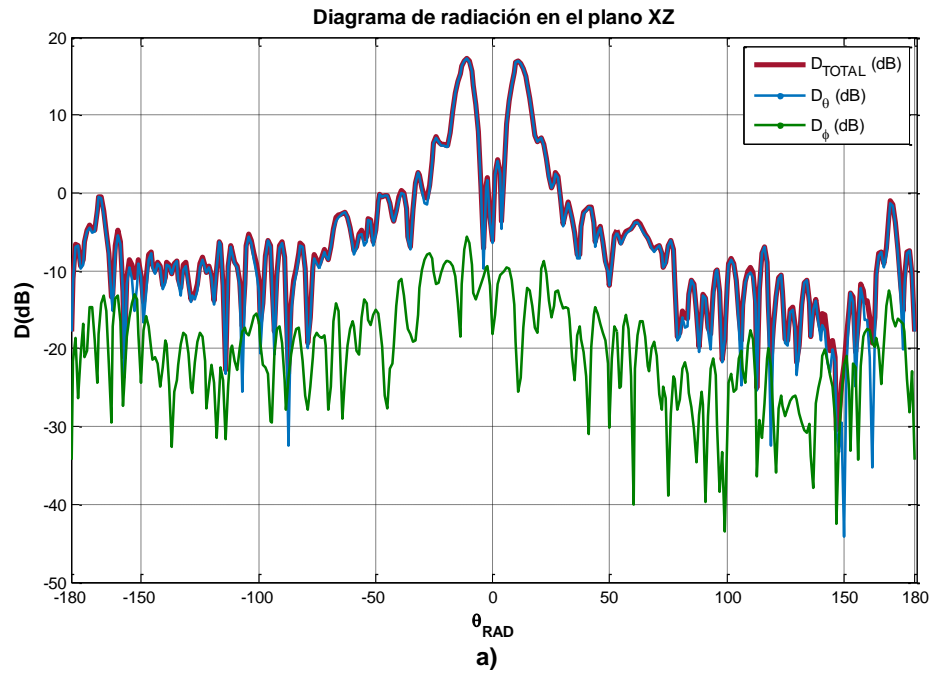
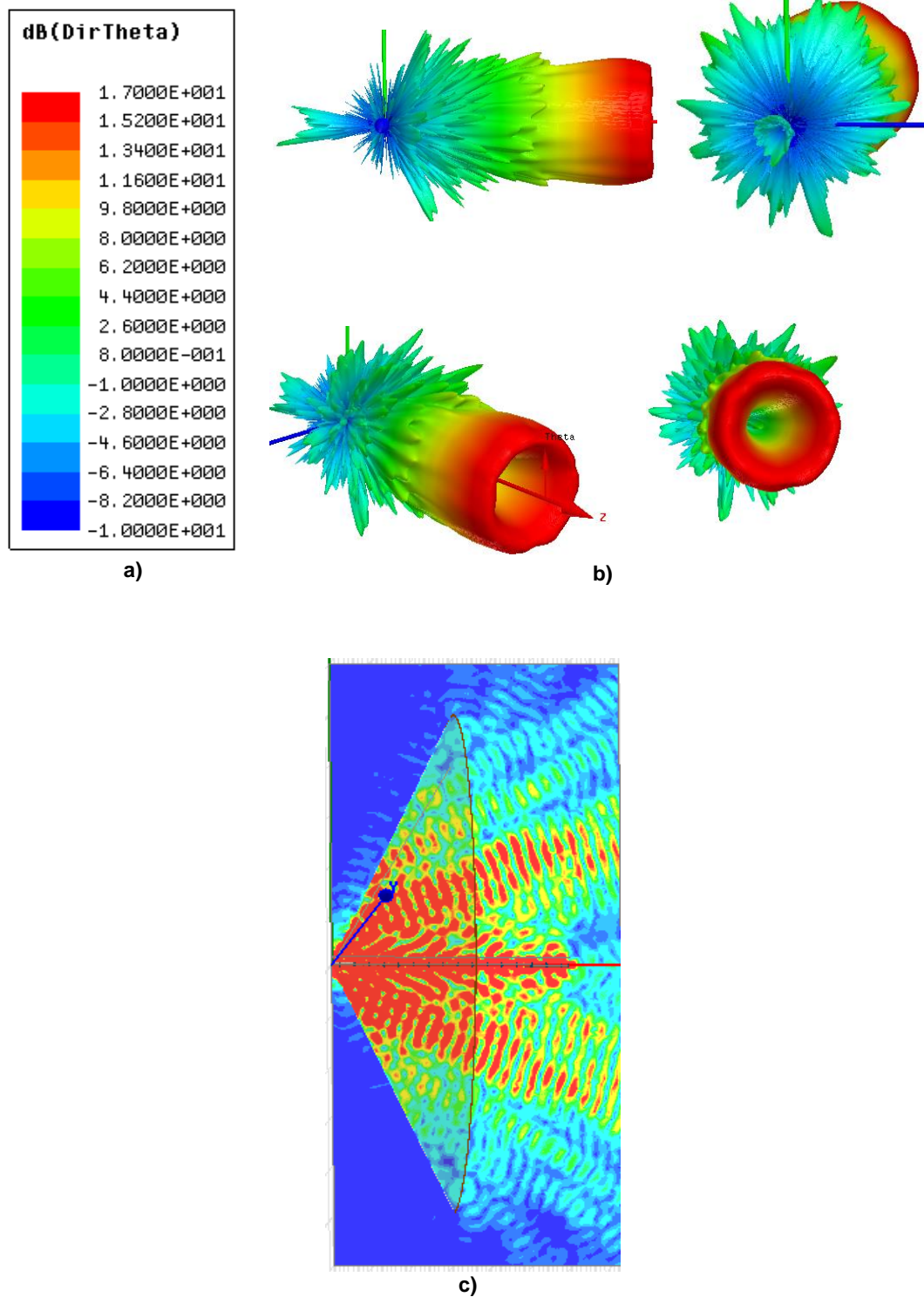


Fig 46. Modelo HFSS de la LWA estudiada en este apartado.



**Fig. 47. a) Diagrama de radiación (Directividad) en 2D en el plano XZ
b) Diagrama de radiación (Directividad) en 2D en el plano YZ**



**Fig. 48. a) Escala en dB de los valores de Directividad del diagrama de radiación en 3D
 b) Distintas perspectivas del diagrama de radiación en 3D (D)
 c) Campo E radiado**

Como se puede observar en la figura 47.a) que, tanto la directividad máxima como el ancho de haz entre ceros no se ajusta a la teórica. Esto es debido a varias causas: la primera, errores que se han podido cometer en el diseño en HFSS, por ejemplo, no se ha añadido la longitud de feeder y, la segunda es que, aunque se haya supuesto una eficiencia de iluminación en la apertura de valor unidad para los cálculos teóricos, en realidad dicha eficiencia tendrá un valor siempre por debajo de 1, por lo que la directividad real de la antena siempre será menor que la directividad máxima. Como también se puede observar por el nulo que aparece en la imagen b), la antena está linealmente polarizada en θ y todo el campo \vec{E} se anulará entorno al extremo del alimentador provocando un cero de radiación en el plano de apertura. Además, se puede afirmar que la estructura tiene simetría de revolución (en inglés BOR, Body Of Revolution). Esto se puede comprobar comparando la imagen 47.a) que se corresponde con el diagrama de radiación en el plano XZ, con la figura 47.b), diagrama de radiación en el plano YZ. Como se puede ver, ambas gráficas son prácticamente iguales. Los lóbulos secundarios que aparecen a ambos lados del nulo de radiación en θ igual a 0° es porque para esos valores de θ la dirección del campo eléctrico no es opuesta y, por lo tanto, la antena radia correctamente.

Por otro lado, en la imagen 48.b) se puede comprobar como el diagrama se ajusta a un haz cónico y como aparece el back lobe debido a pérdidas inevitables que se producen en el extremo del coaxial por donde es alimentado. En la figura 48.c) también se puede observar como el ángulo de radiación del alimentador es backward y la dirección de radiación de la antena es la deseada en el diseño.

Como se puede observar en la siguiente figura, el campo eléctrico tiene diferente dirección según la zona del coaxial donde se estudie. En primer lugar, el campo eléctrico dentro del alimentador es perpendicular a la dirección de propagación de la onda, es decir, perpendicular a \hat{z} . Por otro lado, el campo \vec{E} en los slots se propaga en la dirección \hat{z} :

$$\vec{E} = \vec{E}_z = E_z \hat{z} \quad (8.1)$$

Y el tercer tipo de propagación es el que se produce por el campo radiado por los slots, el cual se propaga en la dirección $\hat{\theta}$:

$$\vec{E}_{RADslot} = E_{\theta} \hat{\theta} \quad (8.2)$$

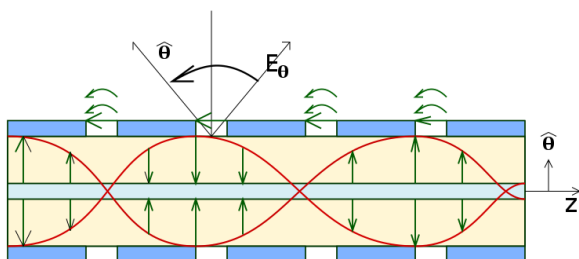


Fig. 49. Distribución de campo eléctrico.

Por lo tanto, la LWA tiene polarización lineal en $\hat{\theta}$ y todo el campo \vec{E} se anula entorno al extremo del alimentador

provocando un cero de radiación en el plano de apertura.

En los diseños que se indican a continuación no se mostrarán los diseños en HFSS ya que la única variación que sufren respecto a mostrado en este primer diseño son los parámetros físicos: longitud del alimentador (incluyendo periodo y anchura del slot), y el radio y ángulo de apertura del reflector.

8.1.2. Reflector cónico con ángulo de apertura de 60 grados y radio $5 \lambda_0$.

En segundo lugar, se sigue manteniendo el mismo ángulo de apertura que el diseño anterior, variando únicamente en el reflector su radio, $5 \lambda_0$.

Aplicando el método para calcular todos los demás parámetros físicos desarrollado en el apartado 8.1 se obtiene:

γ_{CONE}		60°
θ_{RAD}		-120°
R	5 λ_0	12.65 cm
L _T	5.8 λ_0	14.7 cm
L _{RAD}	4.3 λ_0	10.9cm
L _{FEED}	1.5 λ_0	3.8 cm
D _{max}		30 dB
α_{RAD}/k_0		0.018
$\Delta\theta$		9.88°
θ_{uni}		5.8°
$\theta_{\text{no_uni}}$		7.2°
P		14.6mm
W		2.5mm

Tabla 4. Parámetros físicos del segundo diseño de LWA para f=11-85GHz.

El alimentador 2 tiene un periodo de 14.6 mm y 2.5 mm de anchura de slot.

8.2. Diseño de un reflector cónico con ángulo de apertura 67.5 grados

Al igual que se ha detallado el método para el anterior valor del ángulo de radiación, para -135 grados se realiza de forma similar. La mayor diferencia, como es normal, radica en el ángulo de apertura del reflector, siendo ahora de 67.5 grados, el radio y, por supuesto, la longitud del alimentador.

8.2.1. *Reflector cónico con ángulo de apertura de 67.5 grados y radio $3.5\lambda_0$.*

Aplicando el método para calcular todos los demás parámetros físicos desarrollado en el apartado 8.1 se obtienen los valores mostrados en la tabla 6:

γ_{CONE}		67.5°
θ_{RAD}		-135°
R	$3.5\lambda_0$	8.8 cm
L_T	$5 \lambda_0$	12.7 cm
L_{RAD}	$3.7 \lambda_0$	9.4 cm
L_{FEED}	$1.3 \lambda_0$	3.3 cm
D_{max}		27 dB
α_{RAD}/k_0		0.0266
$\Delta\theta$		11.47°
θ_{uni}		8.29°
$\theta_{\text{no_uni}}$		10.29°
P		12.4mm
W		0.37mm

Tabla 6. Parámetros físicos del tercer diseño de LWA para $f=11.85\text{GHz}$.

El alimentador 3 tiene un periodo de 12.4 mm, 0.37 mm de anchura de slot y, por correspondencia, una constante de radiación normalizada de 0.0266.

8.2.2. *Reflector cónico con ángulo de apertura de 67.5 grados y radio $4.5\lambda_0$.*

Por último, centrándose en un reflector con un ángulo de apertura de 67.5 grados (ángulo de radiación de -135 grados) y estableciendo un radio del reflector de $4.5\lambda_0$, se obtiene el resto de parámetros:

γ_{CONE}		67.5°
θ_{RAD}		-135°
R	$4.5\lambda_0$	11.4 cm
L_T	$6.4\lambda_0$	16.2 cm
L_{RAD}	$4.8\lambda_0$	12.15 cm
L_{FEED}	$1.6\lambda_0$	4 cm
D_{max}		29 dB
α_{RAD}/k_0		0.0165
$\Delta\theta_{-3\text{dB_coa}}$		8.95°
θ_{uni}		7.25°
$\theta_{\text{no_uni}}$		9°
P		13.1mm
W		1.8mm

Tabla 7. Parámetros físicos del cuarto diseño de LWA para $f=11.85$ GHz.

El alimentador 4 tiene un periodo de 13.1 mm y 1.8 mm de anchura de slot.

9. Líneas futuras

Como pasos siguientes a realizar tras la finalización de este tipo de antena Leaky-Wave se han observado algunas deficiencias en los resultados de los diseños. En primer lugar, para hacer frente al nulo de radiación que se produce, se cambiarán los slots transversales por slots helicoidales y, por otro lado, la segunda línea futura sería poder controlar la eficiencia de iluminación de la antena.

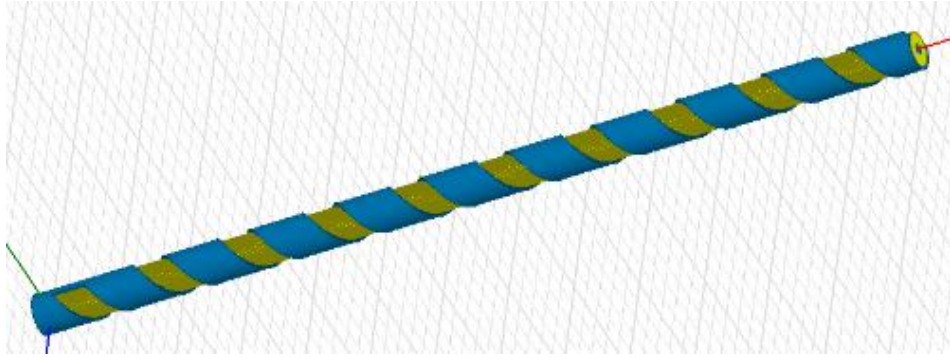


Fig. 50. Alimentador con slots helicoidales.

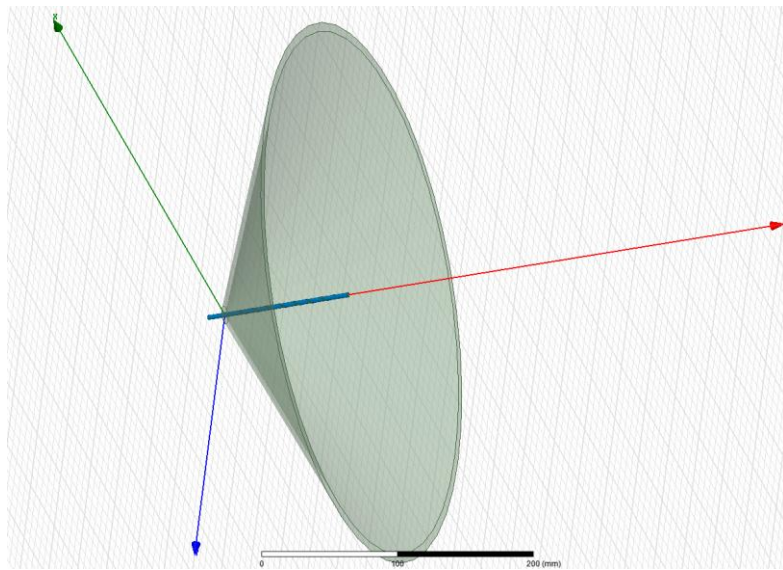


Fig. 51. LWA con slots helicoidales.

Como se ha observado en los diagramas de radiación de todos los diseños de LWA presentados hasta ahora, se produce un nulo de radiación para φ igual a 0° como se muestra en las figuras 47 y 48. Este error de radiación se

debe al uso de slot transversales en el coaxial ya que dicha forma de ranura viene asociada a la polarización lineal.

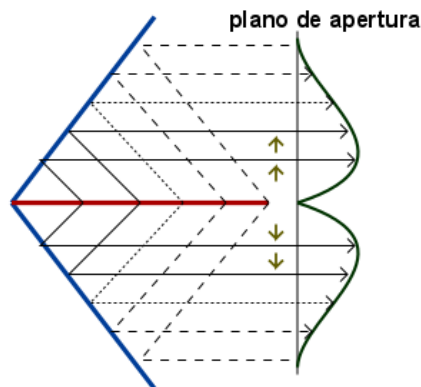


Fig. 52. Iluminación con slots transversales.

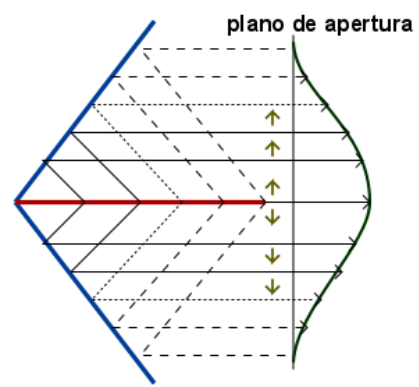


Fig. 53. Iluminación con slots helicoidales.

Como ya se ha explicado en el apartado 3, se puede observar en la siguiente figura, que el campo eléctrico tiene diferente dirección según la zona del coaxial donde se estudie. En primer lugar, el campo eléctrico dentro del alimentador es perpendicular a la dirección de propagación de la onda, es decir, perpendicular a \hat{z} . Por otro lado, el campo \vec{E} en los slots se propaga en la dirección \hat{z} :

$$\vec{E} = \vec{E}_z = E_z \hat{z} \quad (8.1)$$

Y el tercer tipo de propagación es el que se produce por el campo radiado por los slots, el cual se propaga en la dirección $\hat{\theta}$:

$$\vec{E}_{RADslot} = E_{\theta} \hat{\theta} \quad (8.2)$$

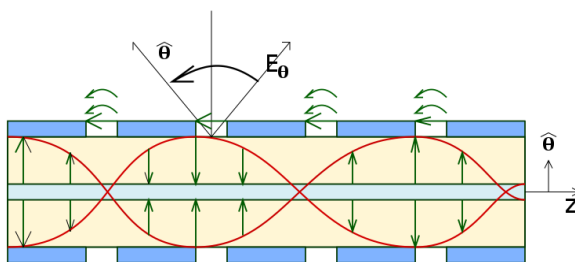


Fig. 49. Distribución de campo eléctrico.

Por lo tanto, la LWA tendrá polarización lineal en $\hat{\theta}$ y todo el campo \vec{E} se anulará entorno al extremo del alimentador

provocando un cero de radiación en el plano de apertura. La solución planteada sería el uso de **slots helicoidales** en el coaxial cuya polarización asociada es la circular. Este tipo de polarización no provocaría ningún nulo ya que el campo eléctrico no tiene direcciones contrapuestas en $\hat{\theta}$.

En la imagen siguiente se compara el diagrama de radiación de una LWA con slots transversales (para ver los datos de la antenna simulada ir al apartado 8.1.1) y con helicoidales donde se puede comprobar que dicho nulo en el segundo caso, desaparece.

La antenna con slots helicoidales simulada a la misma frecuencia para los diseños con slots transversales, 11.85 GHz, tiene un reflector con un radio normalizado respecto a la longitud de onda con valor 14.6 ($R = 370$ mm) y un ángulo de apertura de 60.43 grados. Respecto al alimentador, su longitud total es de 230 mm con una longitud de zona radiante de 215.68 mm, 15 vueltas, un periodo de slot de 13.48 mm y una anchura de 2.6 mm.

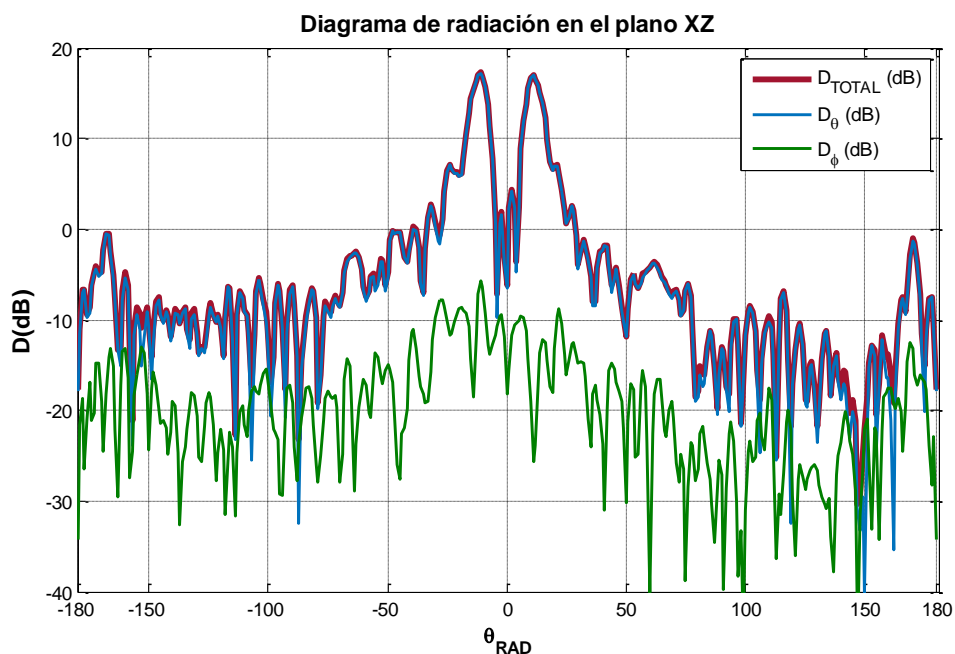
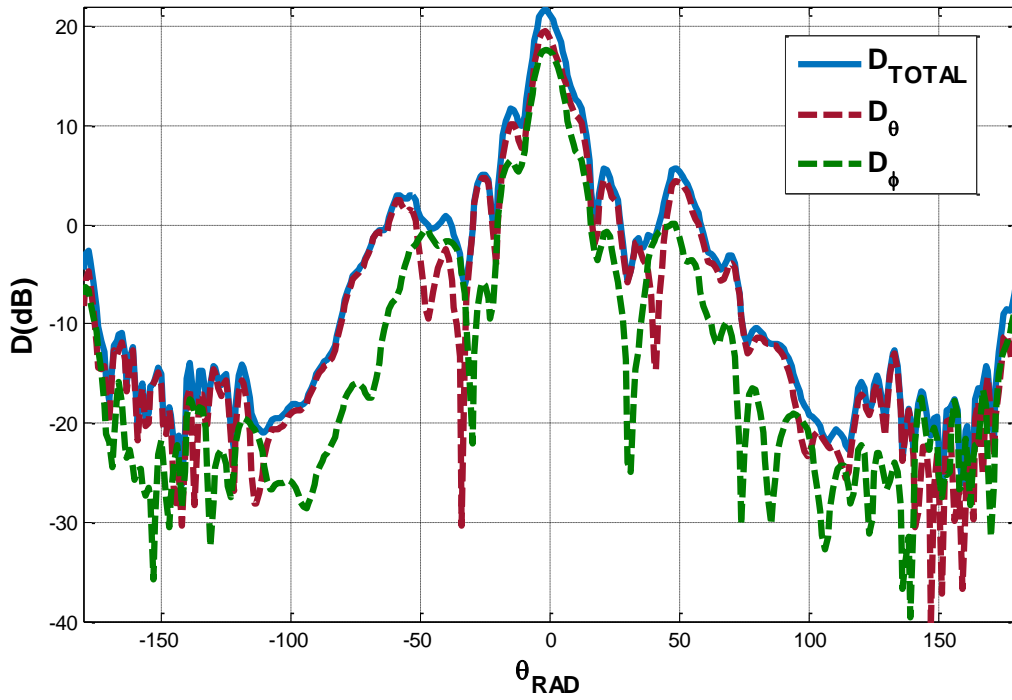
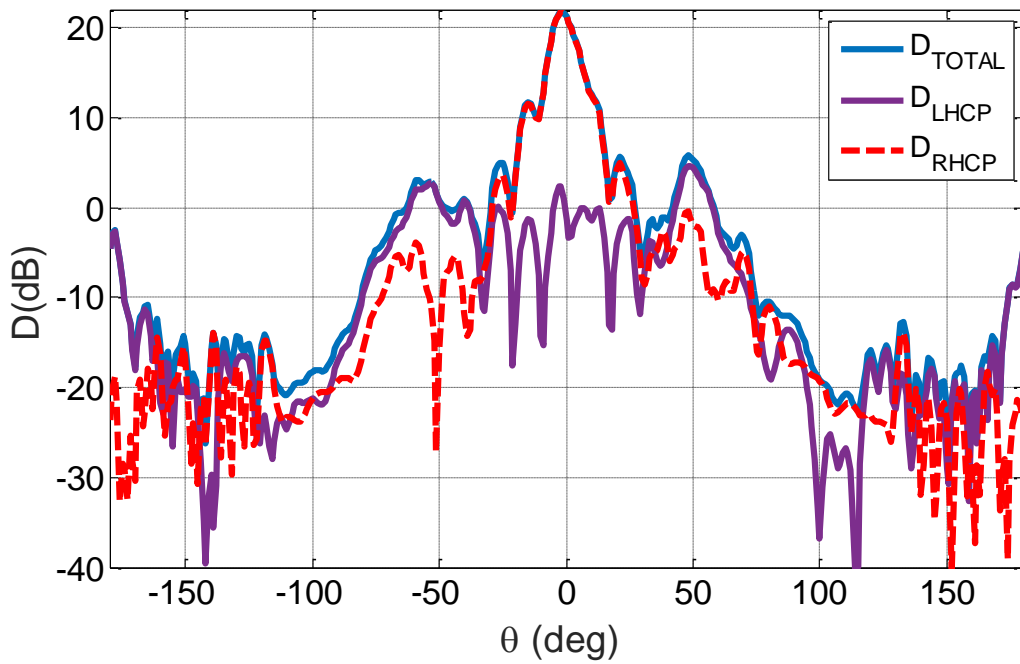


Fig. 54. Diagrama de radiación de una LWA: a) con slots transversales con $P = 14$ mm y $W = 1$ mm, $f = 11.85$, $L_T = 11.6$ cm, $R/\lambda_0 = 4$ y $\gamma_{\text{CONE}} = 60^\circ$.



a)



b)

Fig. 55. a) con slots helicoidales $P= 13.48$ mm, $W= 2.6$ mm, $L_T= 23$ cm, $R/\lambda_0 = 14.6$ y $\gamma_{\text{CONE}} = 60.43^\circ$
 b) con slots helicoidales diferenciando entre D de polarización LHCP y RHCP (mismas medidas de reflector y alimentador que el apartado a).

Como se puede observar en las imágenes 54 y 55.a), la directividad de los slots transversales es 17.25 dB y para helicoidales, 21.7 dB. Sin embargo, con sus respectivos valores de R/λ_0 , y usando la ecuación 3.7 donde muestra el valor de la directividad máxima para cada valor del radio normalizado respecto de la longitud de onda, se extrae que, para slots transversales y helicoidales, los valores son de 28 dB Y 39.25 dB, respectivamente. Y, por último, a partir de dichos valores de directividad, y despejando de la ecuación 3.4 (en escala lineal), la cual relaciona estas con la eficiencia de iluminación y el radio, se obtiene para slots transversales una eficiencia de 0.09 y para helicoidales, 0.02.

$$D_{max}(dB) = 10 \log_{10} \left(4\pi^2 \left(\frac{R}{\lambda_0} \right)^2 \right) = 10 \log_{10}(4\pi^2) + 20 \log_{10} \left(\frac{R}{\lambda_0} \right) \quad (3.7)$$

$$D = \eta_{apert} D_{max} \quad (3.4)$$

Debido a estos valores tan bajos de eficiencia de iluminación, será necesario poder controlar la potencia de radiación para que el reflector sea iluminado de forma uniforme. Detalladamente se explicará en la siguiente línea futura. En la figura que se muestra a continuación, se muestra los diagramas de radiación en 3D para los dos tipos de slots y sus respectivos campos radiados. En las imágenes correspondientes a los slots transversales confirman que se produce el nulo de radiación mientras que, aplicando slots helicoidales, este desaparece por lo ya explicado anteriormente.

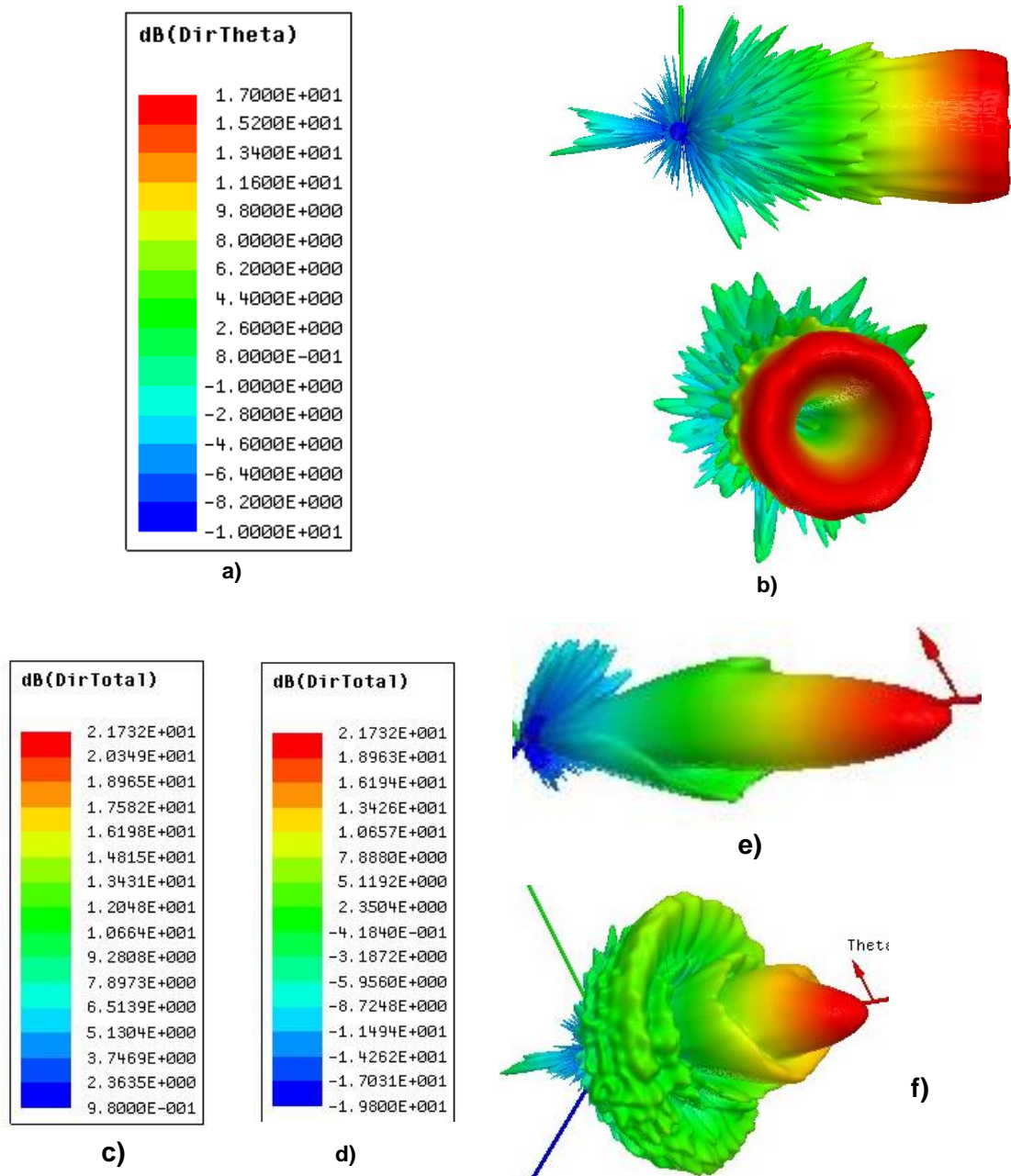


Fig. 56. a) Escala de directividad del diagrama de radiación 56.b) b) Diagrama de radiación 3D (D) con distintas perspectivas de una LWA con slots transversales para $P= 14 \text{ mm}$ y $W= 1 \text{ mm}$, $f= 11.85$, $L_T= 11.6 \text{ cm}$, $R/\lambda_0 = 4$ y $\gamma_{\text{CONE}} = 60^\circ$ c) Escala de directividad del diagrama de radiación 56.e) e) Diagrama de radiación 3D (D) (con la escalas c))de una LWA con slots helicoidales $P= 13.48 \text{ mm}$, $W= 2.6 \text{ mm}$, $L_T= 230 \text{ mm}$, $R/\lambda_0 = 14.6$ y $\gamma_{\text{CONE}} = 60.43^\circ$ d) Diagrama de radiación 3D (D) (con la escalas d))de una LWA con slots helicoidales $P= 13.48 \text{ mm}$, $W= 2.6 \text{ mm}$, $L_T= 230 \text{ mm}$, $R/\lambda_0 = 14.6$ y $\gamma_{\text{CONE}} = 60.43^\circ$

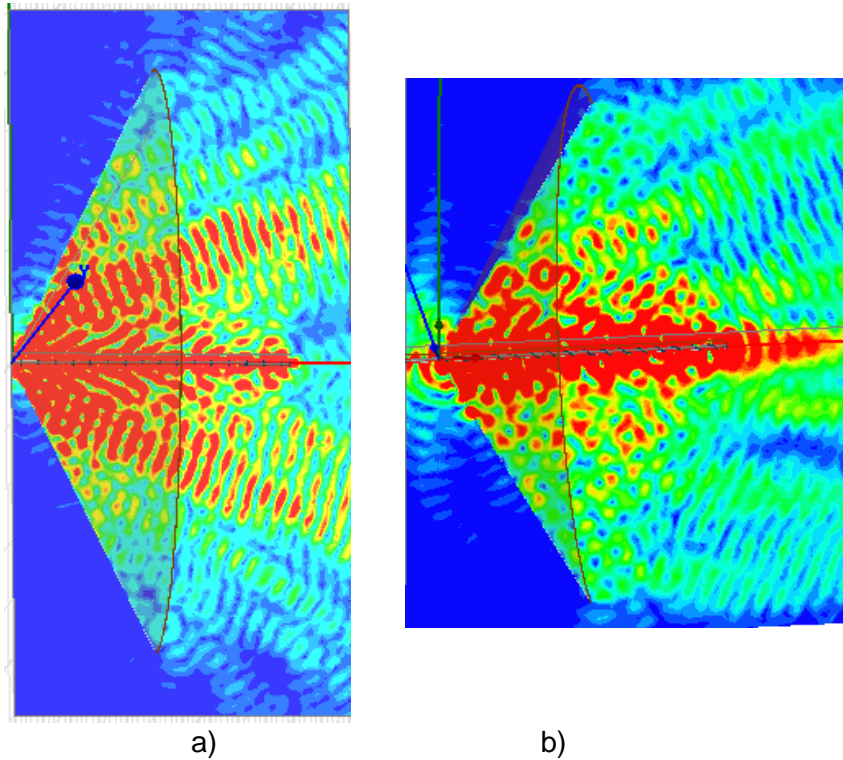


Fig. 57. a) Campo radiado para la LWA con slots transversales
 b) Campo radiado para la LWA con slots helicoidales.

La tabla que se muestra a continuación indica todos los parámetros físicos asociados a las antenas anteriormente presentadas:

	LWA con slots transversales	LWA con slots helicoidales
γ_{CONE}	60°	60.43°
θ_{RAD}	-120°	~-120°
R/λ_0	4	14.6 λ_0
L_T	4.6 λ_0	9 λ_0
D_{TOTAL}	17.2 dB	21.7 dB
$D_{\text{máx}}$	28 dB	39 dB
η_{RAD}	9 %	2 %
A_{geom}	320.5 cm ²	0.43 m ²
A_{aff}	26.92 cm ²	85.84 cm ²
P	14 mm	13.48 mm
W	1 mm	2.6 mm

Tabla 8. Resumen de parámetros físicos tanto del reflector como alimentador para las antenas simuladas en este apartado.

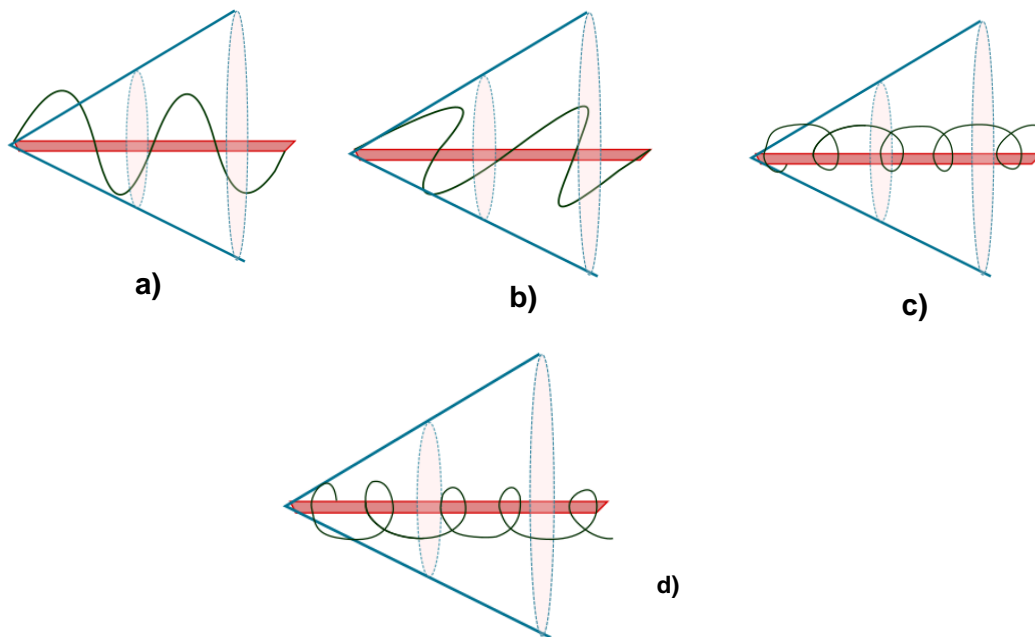


Fig. 58. a) Polarización CO POL para antena con slots transversales

b) Polarización CROSS POL para antena con slots transversales

c) Polarización CO POL para antena con slots helicoidales (RHCP)

d) Polarización CROSS POL para antena con slots helicoidales (LHCP)

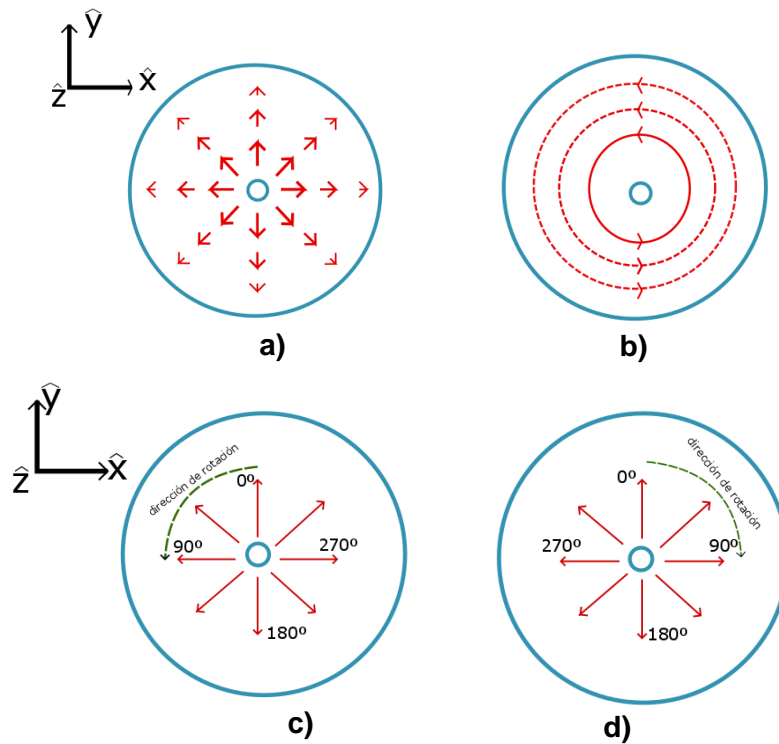


Fig. 59. Para slots transversales: a) CO-POL ($E_{CO\text{POL}}=E_{\theta}$) b) X-POL ($E_{X\text{POL}}=E_{\Phi}$)

Para slots helicoidales: c) CO-POL ($E_{CO\text{POL}}=RHCP$) d) X-POL ($E_{X\text{POL}}=LHCP$)

De la figura 58 y 59 se pueden extraer varios conceptos. En primer lugar, como se puede ver en las imágenes 58.a y 58.b muestran la polarización CO POL y X POL, respectivamente, para una antena con slots transversales. Puesto que para esta clase de antenas la polarización es lineal en θ , la polarización CO POL es de este tipo ya que la CO POL es igual a la dirección de propagación de la antena. Por otro lado, siguiendo con slots transversales pero para la polarización X POL, es ortogonal a la anterior, se puede decir que lineal en Φ . Debido a que son contrarias, aparece un nulo de radiación en θ igual a 0.

Para antenas con slots helicoidales aparecen diferencias notables respecto al caso anterior. Por ejemplo, la polarización CO POL, asociado con la polarización RHCP, y X POL, correspondiente a la polarización ortogonal de RHCP, es decir, LHCP, no se contrarrestan y por lo tanto, no aparece el nulo de radiación.

Otra de las posibles líneas futuras sería poder controlar la **eficiencia de iluminación** de la antena. Para poder controlarla hay que modular la intensidad de los campos radiados a lo largo de la antena leaky coax, lo cual se puede realizar mediante un taper o modulación local de la constante de radiación del modo leaky a lo largo de la LWA. Otro de los problemas que se puede producir es que el Nivel de Lóbulo Secundario (SLL) aumente debido a la difracción que se produciría en el extremo del reflector. La idea para solventar dicha circunstancia sería ajustar la potencia de radiación del alimentador, de manera que esta disminuya conforme se acerque al extremo y así concentrar la mayoría de potencia de radiación del reflector lo más alejada del final de este.

Para el desarrollo de la LWA anterior se ha supuesto una eficiencia de iluminación unidad. Por lo que una eficiencia tan alta supone un SLL grande, lo cual no es aconsejable. Por otro lado, una eficiencia de iluminación grande

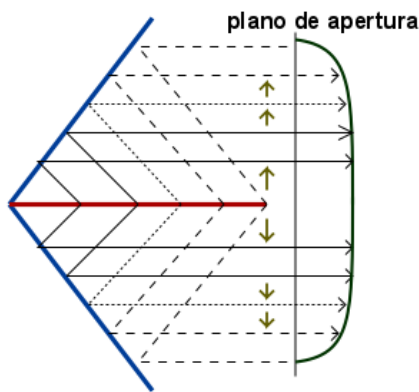


Fig. 60. Distribución ideal de iluminación.

supone una mayor ganancia, directividad y también, menor ancho de haz entre ceros. De forma inversa, una eficiencia de iluminación pequeña implica un SLL menor lo cual es ventajoso, pero en contraposición, tanto la ganancia como la directividad disminuyen al igual que el ancho de haz entre ceros. Por ello,

es necesario poder controlar la potencia de radiación del coaxial para poder asegurar la eficiencia de iluminación correcta que se ajuste al valor más óptimo.

La tercera línea futura será demostrar que esta metodología usada en estos alimentadores leaky-wave se puede extender para iluminar reflectores de forma arbitraria y con simetría de revolución. Para ello, hay que ser capaz de modular localmente el ángulo de emisión del modo leaky a lo largo de la longitud de la antena leaky, de forma que los campos radiados se adapten a la forma del reflector. Para poder cumplirlo, el slotted-coax debe ser modificado respecto del presentado en este TFG, de forma que ahora sea un tapered slotted-coax, es decir, que hay que modular tanto la anchura como la separación entre slots para controlar en ángulo de radiación.

Finalmente, la última línea futura consiste en estudiar el ancho de banda de estas antenas. Las antenas leaky son sistemas que de manera innata realizan escaneo de la dirección del haz radiado al variar la frecuencia y que, por tanto, es necesario comprobar cómo se distorsiona al diagrama de radiación de la antena reflectora al variar la frecuencia de diseño.

10. Conclusión

Para finalizar este proyecto, se puede concluir que los resultados se han aproximado bastante al estudio teórico y, a pesar del nulo de radiación que se produce debido al uso de slots transversales, es tipo de antena Leaky-Wave puede ser realizable.

Consecuentemente, se puede afirmar que, a partir de un coaxial con un periodo, anchura de slot y longitud adecuada se puede conseguir iluminar un reflector con radiación *backward* y que dicho reflector puede tener una forma arbitraria donde el cambio se produciría a la hora de obtener el radio y el ángulo de apertura ya que las expresiones variarían, pero el método de obtención de todos los parámetros de diseño requeridos para la LWA.

Por lo tanto, se han cumplido todos los objetivos del estudio de este tipo de las Leaky-Wave antenas y, en adicción, debido al uso dado al software Matlab y HFSS, este proyecto también ha servido para ampliar el conocimiento sobre estos programas, destacando este último porque no se ha visto a lo largo de los estudios de Grado.

11. BIBLIOGRAFÍA

- [1] <http://www.hongsencable.com/pdf%5C08637921.pdf>
- [2] <http://www.tech-faq.com/ku-band.html>
- [3] Arthur C. Ludwig, *Conical-Reflector Antennas*, IEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. AP-20, NO.2, MARCH 1972
- [4] José Luis Gómez-Tornero, *Analysis and Design of Conformal Tapered Leaky-Wave Antennas*, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters (Volume: 10), Page(s): 1068 – 1071, 29 September 2011.
- [5] Nima Javanbakht, Mohammad Saeed Majedi, Amir Reza Attari, *Periodic leaky-wave antenna with transverse slots based on substrate integrated waveguide*, ELECTRICAL ENGINEERING (ICEE), 2016 24TH IRANIAN CONFERENCE ON, 10-12 MAY 2016.
- [6] <https://www.youtube.com/watch?v=sUqVEuzvxIA>
- [7] <https://www.youtube.com/watch?v=1pTDNiXnLhM>
- [8] <https://www.youtube.com/watch?v=H8OtJaRnUV0>
- [9] <http://www.esascosas.com/Aficiones-Temas/aficiones/astronautica/page/4/>
- [10] http://www.ingenieriasolintelia.com/uploaded/files/1316809997_Ingenieria_RF_-_Hill_2001.pdf
- [11] <http://www.cv.nrao.edu/course/astr534/2DApertures.html>