



Escuela Técnica
Superior
de Ingeniería de
Telecomunicación



Universidad
Politécnica
de Cartagena



Universidad Politécnica de Cartagena

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación

Diseño de Antenas Leaky-Wave Moduladas Bidireccionales para Reducción de Lóbulos Secundarios

Noemí Hernández Serna



Universidad
Politécnica
de Cartagena

Julio 2023

Dirigido por: José Luís Gómez Tornero

Miguel Poveda García

Índice

1. Introducción	2
2. Fundamentos teóricos de las Leaky-Wave Antennas (LWAs)	4
2.1. Características de radiación de las LWAs	4
2.2. Estructura SIW LWA	7
2.3. Modulación de SIW LWA	9
2.4. Resultados teóricos de LWAs con modulación coseno por ambos puertos	10
2.4.1. Eficiencia de radiación del 90%	10
2.4.2. Eficiencia de radiación del 95%	15
3. LWA con modulación simétrica	20
3.1. Concepto de modulación simétrica	20
3.2. Diferentes ventanas de iluminación simétrica	20
3.2.1. Hamming	21
3.2.2. Hanning	22
3.2.3. Taylor	23
3.3. Resultados teóricos	24
3.3.1. Antena con modulación Hamming	24
3.3.1.1. Eficiencia de radiación del 90%	24
3.3.1.2. Eficiencia de radiación del 95%	26
3.3.2. Antena con modulación Hanning	28
3.3.2.1. Eficiencia de radiación del 90%	28
3.3.2.2. Eficiencia de radiación del 95%	30
3.3.3. Antena con modulación Taylor	32
3.3.3.1. Eficiencia de radiación del 90%	32
3.3.3.2. Eficiencia de radiación del 95%	34
3.3.4. Otras ventanas de simulación	36
3.3.5. Comparativa general	38
4. Simulación y resultados	39
4.1. Red de alimentación y optimización	39
4.2. Resultados finales de simulación	44
4.2.1. Antena no modulada	44
4.2.1.1. Eficiencia de radiación del 90%	44
4.2.1.2. Eficiencia de radiación del 95%	49
4.2.2. Antena con modulación coseno	53
4.2.2.1. Eficiencia de radiación del 90%	53
4.2.2.2. Eficiencia de radiación del 95%	58
4.2.3. Antena con modulación Hamming	63
4.2.3.1. Eficiencia de radiación del 90%	63
4.2.3.2. Eficiencia de radiación del 95%	68
4.2.4. Antena con modulación Hanning	73
4.2.4.1. Eficiencia de radiación del 90%	73
4.2.4.2. Eficiencia de radiación del 95%	78
4.2.5. Comparativa general	83
5. Conclusiones y líneas futuras	85
6. Bibliografía	86

1. Introducción

Las antenas de onda de fuga, conocidas también como Leaky-wave antennas (LWAs), son capaces de generar patrones de radiación directivos escaneados en un plano, utilizando para ello una red de alimentación equivalente a una línea de transmisión radiante [1], [2]. Una de sus aplicaciones son las antenas para RADAR, donde recientemente se ha propuesto las LWAs para la localización empleando ambos puertos de la antena en una configuración bidireccional [3] – [6]. Esto nos permite, mediante una única apertura, escanear dos cuadrantes angulares opuestos que pueden ser barridos en frecuencia (frequency-beam scanning). Así, con una sola apertura, se pueden generar diagramas de radiación que pueden ser usados en técnicas de radar monopolso, lo que conlleva una reducción de coste con respecto a otras antenas con topología más convencional como por ejemplo antenas de panel impresas [7] – [18], que requieren de dos aperturas para poder generar los dos diagramas de radiación necesarios en un RADAR monopolso. Por otro lado, una de las características principales de las antenas LWA es su escaneo en frecuencia, que permite la síntesis de haces en diferentes direcciones simplemente cambiando la frecuencia de alimentación. Esto convierte a las LWA en una opción más sencilla que otras antenas con escaneo como pueden ser los phased-arrays [19] o las LWAs con reconfiguración electrónica [20] – [22], que precisan de componentes electrónicos sintonizables para conseguir el escaneo. En cuanto a otro tipo de escaneo, existen las antenas tipo switch-beam antenna SBA [23] o las antenas tipo ESPAR (“electronically-steerable parasitic array radiator”) [24], [25], que requieren switches con control electrónico. Otras opciones de antenas multihaz [26] – [30] están basadas en redes de microondas complejas, conocidas como “beam-forming networks” [31], [32], que complican bastante el diseño de la antena y son soluciones menos compactas. Por último, el escaneo mecánico, basado en la rotación de la antena [33] – [36], requiere elementos mecánicos que normalmente son pesados y encarecen el coste total de un sistema de RADAR.

Por esto, las antenas LWA son muy buenas candidatas como base de sistemas de localización de dispositivos móviles en el marco del Internet de las Cosas (IoT por sus siglas en inglés), ya que permiten la reducción de coste y tamaño. En este contexto, el Grupo de Electromagnetismo aplicado a las Telecomunicaciones (GEAT) de la UPCT ha trabajado en los últimos años en el desarrollo de sistemas de localización basado en estas antenas LWA. Dichas propuestas han abarcado diferentes protocolos de comunicación, con lo que ello conlleva para adaptar las LWA a diferentes frecuencias y anchos de banda [38]. Como muestra de ello, el grupo ha propuesto sistemas de localización para el protocolo WiFi en 2.4 GHz [39] – [42] y en 5 GHz [43]. También para el protocolo Bluetooth Low Energy [44] – [46] y el protocolo Zigbee, usado en redes de sensores [47] en la banda de 2.4 GHz. A frecuencias más bajas, en la banda de 900 MHz, se han propuesto sistemas de localización para sensores de RFID pasivos [48] – [50] y para redes LoRA [51]. Por otro lado, las LWA también se han propuesto para su uso en aplicaciones de Ultra Wide Band (UWB) en frecuencias de 4 GHz a 8 GHz [52] y RADAR en frecuencias de la banda milimétrica de 60 GHz [53] y mayor frecuencia [54]. La aplicabilidad de las LWA no solo se queda en sistemas de localización, sino que también se han usado en sistemas de transmisión de energía inalámbrica (WPT por sus siglas en inglés) en 2.4 GHz [47] y en 15 GHz [55]. En todas estas aplicaciones, es necesario generar haces directivos que barran el espacio angular mediante la técnica “frequency-beam scanning” y usar ambos puertos de la antena para barrer ángulos positivos y negativos simultáneamente, tal y como se muestra en la Figura 1.1 [4].

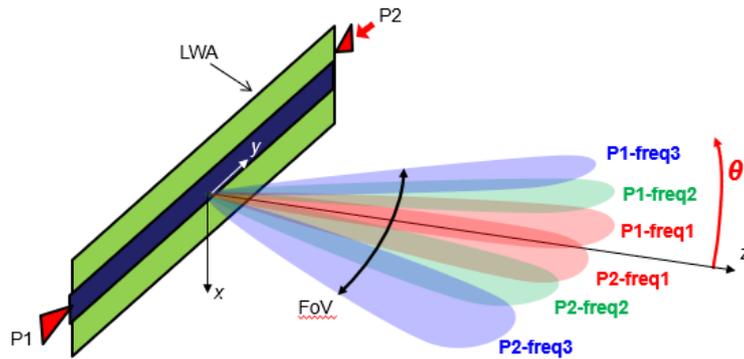


Figura 1.1: Haces directivos escaneados en frecuencia con LWA bi-direccional

Uno de los aspectos más importantes a tener en cuenta es que, si se quiere reducir las interferencias, debemos controlar la forma del haz principal y reducir el nivel de los lóbulos secundarios (SLL, Side Lobe Level) respecto al nivel del lóbulo principal [56]. Las LWAs se pueden modular geoméricamente, controlando así la iluminación del campo en la apertura para mantener una buena eficiencia de radiación y disminuyendo la difracción en los bordes de la antena, reduciendo así el nivel de los lóbulos secundarios. El inconveniente de esto es que, si usamos modulaciones convencionales para aumentar el nivel del lóbulo principal a secundario, la estructura resultante no es simétrica (como se mostrará más adelante), por lo que los diagramas sintetizados usando cada puerto tampoco serán simétricos. Dicha asimetría puede derivar en que los diagramas sintetizados por uno de los puertos se distorsionen hasta el punto de que no sean apropiados para las aplicaciones de localización, reduciendo así la operatividad de la LWA a un solo cuadrante.

En cuanto a la tecnología a usar para implementar la LWA modulada geoméricamente, existen diferentes opciones. La más económica y fácilmente integrable con circuitos impresos es la tecnología de LWA en línea microstrip [57] – [61]. También se ha propuesto el uso de LWAs en tecnología de guía de onda, por ofrecer una gran versatilidad a la hora de sintonizar los parámetros de la LWA [62] – [67], si bien las antenas resultantes son más voluminosas y no se pueden integrar con circuitos impresos de una forma tan directa. Una tecnología que combina circuitos impresos en substrato y la versatilidad de las guías de onda es la guía de onda integrada en substrato (SIW, Substrate Integrated Waveguide) [68] – [75]. Por estos motivos, para este TFG, se ha escogido la misma tecnología de antenas LWA en tecnología SIW. propuesta originalmente en [70] y cuya versatilidad para ser moduladas geoméricamente y reducir el SLL ha sido demostrada en [76], incluso para aplicaciones de antenas conformadas [77], [78].

El objetivo de este TFG consiste en estudiar la capacidad de modulación de las LWAs en tecnología SIW para reducir el SLL, manteniendo la simetría geométrica de tal forma que se consiga que los diagramas de radiación por ambos puertos sean simétricos. Previamente se realizará un estudio teórico en Matlab sobre los distintos tipos de modulaciones simétricas y, después, se realizarán diseños aplicados usando tecnologías reales de LWAs usando un software de simulación electromagnética llamado HFSS.

2. Fundamentos teóricos de las Leaky-Wave Antennas (LWAs)

En este apartado explicaré qué son las antenas LWA, sus características de funcionamiento y los parámetros que las caracterizan (α y β). También explicaré qué es la tecnología SIW (Substrate Integrated Waveguide) y cómo se utiliza para diseñar una LWA a través de la estructura SIW LWA. Esta estructura permite controlar los parámetros α y β en función de sus principales parámetros de diseño que definen la estructura (W y P)

Finalmente, expondré los diseños de una estructura SIW LWA con modulación convencional tipo coseno para reducir el nivel de los lóbulos secundarios, así como los resultados obtenidos.

2.1. Características de radiación de las LWAs

Una antena leaky-wave se puede definir como una estructura de guía de onda capaz de radiar potencia a lo largo de toda su longitud. Un ejemplo sencillo de este tipo de antenas sería una guía de onda rectangular abierta por uno de sus lados. Esta apertura es la que permite la fuga de potencia [1].

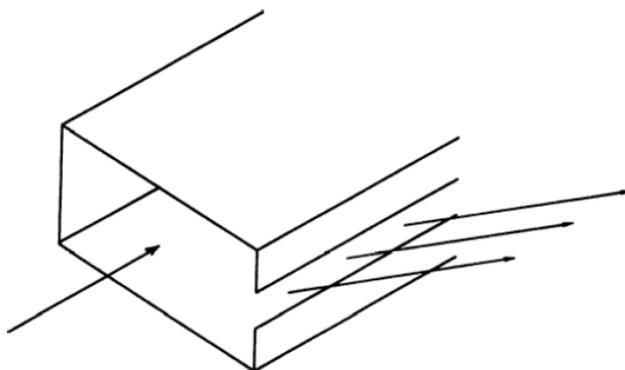


Figura 2.1: LWA basada en guía de onda rectangular con apertura.

De esta forma, podemos decir que las LWA se fundamentan en la propagación de ondas de fuga que aparecen únicamente en las líneas de transmisión abiertas. En el caso de las líneas de transmisión cerradas, las ondas se propagan a través de la superficie de la guía de onda y no presentan pérdidas por radiación o fuga, luego la amplitud de la onda de propagación se va a mantener constante en el caso de no tener otro tipo de pérdidas, como pueden ser pérdidas en el conductor o, en el caso de que la guía de onda esté basada en un material dieléctrico con pérdidas, pérdidas óhmicas. Por el contrario, en las líneas de transmisión abiertas y en condiciones de radiación, tenemos que las ondas se van a propagar a la misma vez que se radian hacia el exterior, lo que se traduce en la aparición de una atenuación, la cual provocará que la onda de propagación pierda energía a lo largo de la estructura y por eso su amplitud irá disminuyendo de forma exponencial. Eso lo podemos ver representado en la Figura 2.2.

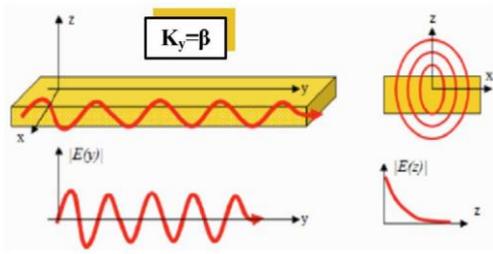


Figura 2.2a: Ondas de superficie en guías de onda

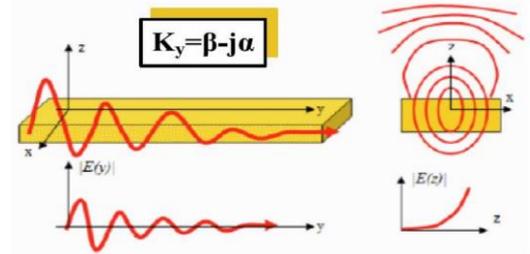


Figura 2.2b: Ondas de fuga en guías de onda

Las LWA están caracterizadas por una constante de propagación compleja debido a la atenuación por radiación [79]:

$$k_y = \beta_y - j\alpha_y \quad (2.1)$$

Donde β es la constante de fase y se mide en rad/m , mientras que α es la constante de atenuación y se mide en Nep/m .

El parámetro β varía con la frecuencia y está directamente relacionado con el ángulo de radiación de la antena θ_{rad} (dirección de mayor directividad del diagrama de radiación) desde la dirección perpendicular (z en el caso de la Figura 2.2). Este ángulo lo podemos obtener a partir de la parte real de la constante de propagación k_y :

$$\sin(\theta_{rad}) = \frac{\beta_y}{k_0} = \frac{c_0 \beta_y}{2\pi f} \quad (2.2)$$

Sin embargo, se debe conseguir que β_y no sea mayor que la constante de propagación en el vacío k_0 para que la onda pueda radiar. Esto es lo que se conoce como condición de radiación:

$$\frac{\beta_y}{k_0} < 1 \quad (2.3)$$

Este tipo de ondas se denominan ondas rápidas debido a que la velocidad de fase v_p es mayor que la velocidad de la luz en el vacío c_0 [80].

$$\beta_y < k_0 \rightarrow \frac{\omega}{v_p} < \frac{\omega}{c_0} \rightarrow v_p > c_0 \quad (2.4)$$

El valor de α depende de la cantidad de potencia que se radia, por tanto, será mayor o menor dependiendo de si la fuga de potencia aumenta o disminuye. Este parámetro afecta a la eficiencia de radiación, la cual podemos calcular como [1]:

$$\eta = 1 - e^{-2\alpha L_A} \quad (2.5)$$

Es importante aclarar que, si la eficiencia de radiación es alta, tenemos que la antena va a radiar mucha potencia al principio y poca al final, lo que conlleva que la longitud efectiva de la antena sea más pequeña que la deseada y el ancho de haz será grande. Esta relación la podemos ver en la fórmula del ancho de haz:

$$\Delta\theta \approx \frac{57^\circ}{L_A/\lambda_0 \cos(\theta)} \quad (2.6)$$

Por el contrario, si la eficiencia de radiación es muy pequeña, parte de la potencia inyectada a la antena será absorbida por el puerto de salida, lo cual puede dar lugar a que existan reflexiones y esto afectaría negativamente al comportamiento de la antena. Por ello, un buen compromiso entre eficiencia de radiación y de apertura es que el 90% - 95% de la potencia se radie mientras que la onda se propaga hasta el final de la estructura.

Para poder visualizar las características de radiación explicadas anteriormente, hemos simulado en Matlab una LWA con las siguientes características de sustrato: $\epsilon_r = 2.2$ y $h = 1.5 \text{ mm}$, donde la frecuencia empleada es de 15 GHz, la eficiencia de radiación es del 90% y la longitud de la antena es de $6.75\lambda_0$. En la Figura 2.3a observamos cómo la amplitud del campo decrece exponencialmente ya que la potencia de la onda que se propaga también disminuye, mientras que en la Figura 2.3b observamos cómo la fase decrece linealmente.

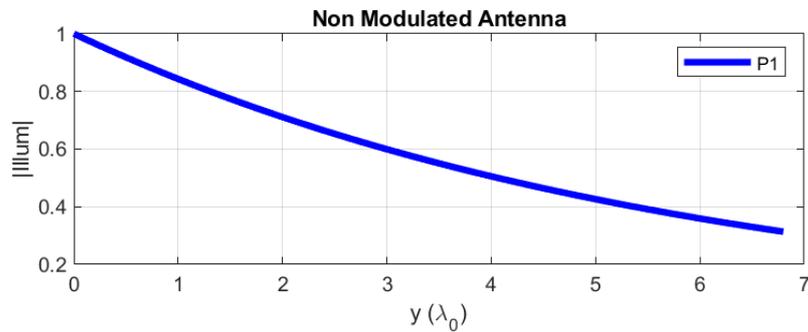


Figura 2.3a: Módulo del campo radiado en la estructura

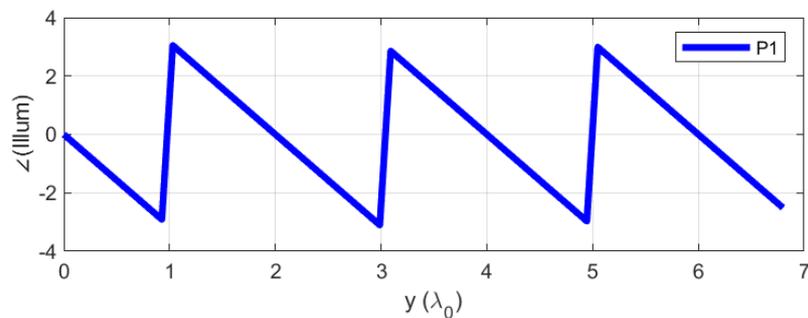


Figura 2.3b: Fase del campo radiado en la estructura

En la Figura 2.4 está representado el diagrama de la antena en el caso de $\theta_{rad} = 30^\circ$, donde tenemos que el SLL de 13 dB (típico en las LWAs).

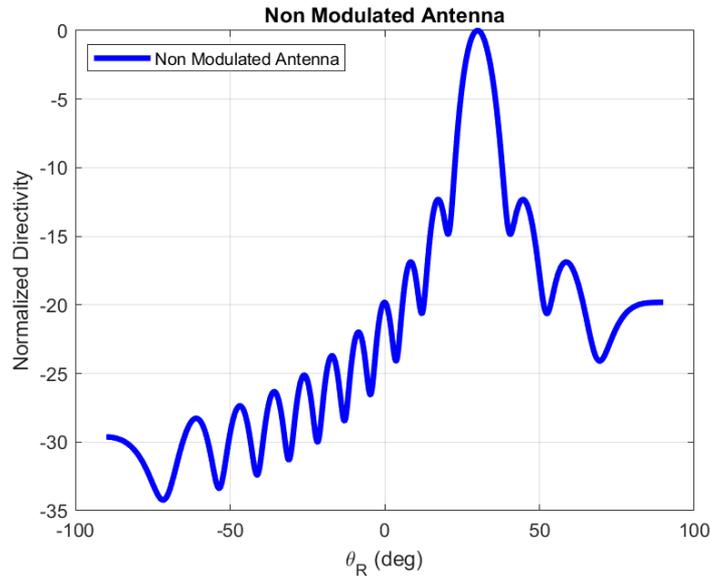


Figura 2.4: Diagrama de radiación

2.2. Estructura SIW LWA

A principios de la década de los 2000, comenzó a desarrollarse una tecnología conocida como Substrate Integrated Waveguide (SIW) [69]. La tecnología SIW se fundamenta en integrar una guía de onda empleando la tecnología microstrip. Con esta tecnología, podemos agregar las ventajas que presentan las guías de onda convencionales y disminuir sus desventajas. En una guía de onda convencional, las ondas son encerradas dentro de la superficie ya que se reflejan cuando chocan contra alguna de las paredes metálicas, haciendo así que las ondas se reciban o se transmitan con buenos niveles ya que las pérdidas por conducción son pequeñas. Sin embargo, presentan una serie de desventajas debido a la cantidad de metal que se necesita para construirlas, haciendo que la estructura sea pesada y difícil de moldear o integrar en algún medio y que el coste sea elevado.

Con la tecnología SIW conseguimos que las ondas se confinen dentro de las paredes conductoras y viajen por el sustrato dieléctrico, con lo que obtenemos las ventajas mencionadas anteriormente de las guías de onda. Además, esta tecnología fue diseñada para trabajar a frecuencias altas, de tal forma que las dimensiones de SIW sean pequeñas y puedan ser construidas mediante técnicas de circuitos impresos, eliminando así las desventajas de las guías de onda. Sin embargo, la tecnología SIW presenta algunas desventajas, tales como: 1) no puede trabajar con altos niveles de potencia ya que el sustrato dieléctrico se puede fastidiar y 2) existen pérdidas óhmicas en el sustrato al ser una guía de onda rellena de dieléctrico.

Una estructura SIW LWA (Substrate Integrated Waveguide Leaky Wave Antenna) es una LWA fabricada con tecnología SIW [76]. En las guías de onda convencionales se conseguía radiar la onda a través de una apertura en las paredes, en el caso de la SIW esto se consigue separando los postes de una de las filas de postes, de tal forma que parte de la energía se radiará a través de

la fila de postes más separados y otra parte se propagará por la estructura. Al separar los postes en una de las filas, conseguimos un control flexible sobre la constante de propagación, permitiendo controlar independientemente α y β . Además de esta técnica, existen otras técnicas diferentes para conseguir la radiación en una SIW [26], [81], [82].

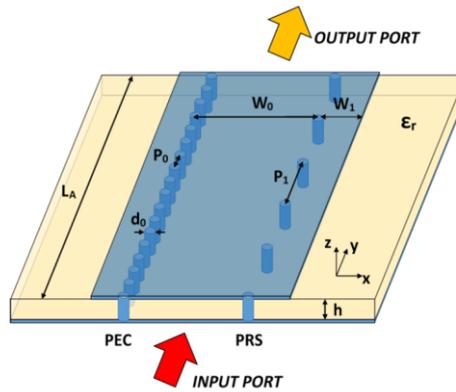


Figura 2.5: Estructura SIW LWA

En la Figura 2.5 podemos observar dos filas de postes: una donde la separación entre los postes es constante y pequeña, y otra donde están más separados. La fila donde la separación de los postes es constante se denomina PEC (Perfect Electric Conductor) y hace que la onda que se propaga no salga hacia el exterior. En la otra fila vemos que los postes están más separados y que esta separación puede variar (P_1), actuando como PRS (Partially Reflective Surface). Por esta fila de postes será por donde se fugue la onda y dependiendo de si los postes están más o menos separados, se radiará más o menos potencia [70]. En la Figura 2.6 podemos ver el funcionamiento.

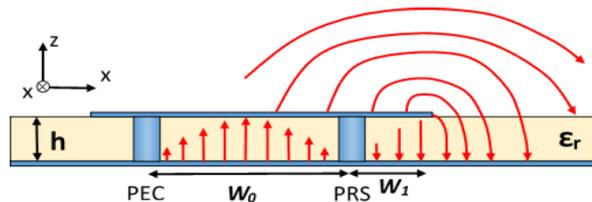


Figura 2.6: Radiación de la estructura SIW LWA

En el caso del diseño de nuestra antena, los valores de α y β dependen de los parámetros de diseño W_0 y P_1 [83]. El parámetro W_0 controla la constante de fase β (cuanto mayor sea W_0 , mayor será β) y por tanto el ángulo de radiación θ_{rad} , mientras que P_1 controla la constante de atenuación α (a mayor P_1 , mayor α) y por tanto la eficiencia de radiación. Además, se debe tener en cuenta que W_0 y P_1 son dependientes, es decir, la variación de uno de estos parámetros puede influir en el cambio de tanto β como α , luego para la optimización del diseño debemos optimizar ambas variables (W_0 y P_1) como conjunto y no por separado. También se debe tener en cuenta que el valor de α_{max} dependerá de la constante dieléctrica ϵ_r del sustrato empleado y de su grosor h . Más adelante, en concreto en el apartado 2.3, se explicarán mejor estas dependencias.

2.3. Modulación de SIW LWA

A través de la modulación de la estructura podemos controlar la radiación producida por las antenas, teniendo así un control efectivo de los campos radiados sin recurrir a redes de alimentación complicadas.

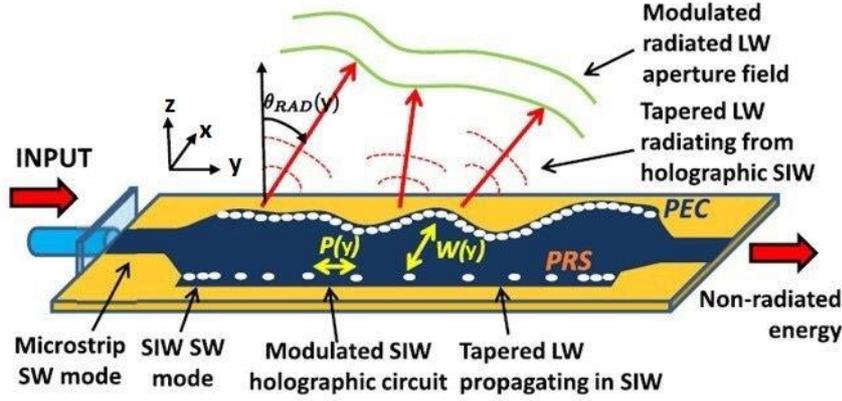


Figura 2.7: Esquema de una antena SIW modulada

Como vemos en la Figura 2.7, la antena SIW presenta dos variables que se modulan a lo largo de la estructura: una es la anchura del circuito impreso W y otra es la distancia entre los postes metálicos P . Como se mencionó anteriormente, el parámetro W está relacionado con β y, por tanto, con el ángulo de radiación θ_{rad} , mientras que el parámetro P está relacionado con α y con la tasa de radiación $\alpha(y)/k_0$ [83].

El campo eléctrico a lo largo de la apertura, es decir, a lo largo de la parte radiante de la antena (zona donde la separación P de los postes es variable) se puede calcular de la siguiente forma:

$$E_{RAD}^{APERT}(y) = M(y) \cdot e^{j\phi(y)} \quad (2.7)$$

Donde la amplitud $M(y)$ y fase $\phi(y)$ están relacionadas con el parámetro $\alpha(y)$ y el ángulo de radiación θ_{rad} :

$$\alpha(y) = \frac{1}{2} \frac{|M(y)|^2}{\int_0^{L_A} |M(\tau)|^2 d\tau - \int_0^y |M(\tau)|^2 d\tau} \quad (2.8)$$

$$\beta(y) = k_0 \sin \theta_{rad}(y) = -\frac{\partial \phi(y)}{\partial y} \quad (2.9)$$

En la Figura 2.3 mostrábamos cómo es el campo radiado a lo largo de la antena cuando no presenta ninguna modulación, es decir, mantenemos constantes los valores de W y P . En este caso tenemos que la amplitud disminuye exponencialmente y la fase disminuye de forma lineal. Si en lugar de mantener constantes W y P los variamos a lo largo de la estructura, podemos

controlar la iluminación del campo radiado, haciendo que al inicio y final de la estructura apenas se radie potencia, mientras que en el centro de la antena sea donde más potencia se radie. Al variar P conseguimos que la tasa de radiación $\alpha(y)/k_0$ también varíe en la estructura de la antena para que el campo radiado presente la iluminación deseada y así modificar el diagrama de radiación según se requiera. En nuestro caso, buscamos aumentar el SLL por encima de los 13 dB típicos en LWAs. Por otro lado, si variamos W conseguimos que $\beta(y)/k_0$ sea constante (compensamos su variación por el cambio de P) para que así el ángulo de radiación también se mantenga constante.

En los diseños de las antenas hemos utilizado los valores del substrato comercial duroid 5880 de Rogers: $\epsilon_r = 2.2$ y $h = 0.508 \text{ mm}$. Mantendremos constantes los valores de $W_1 = 1.5 \text{ mm}$, $P_0 = 2 \text{ mm}$, $d_0 = 1 \text{ mm}$ y $L_A = 0.675\lambda_0$. Los parámetros que variaremos serán P_1 (distancia entre postes) para conseguir los valores de la tasa de radiación α/k_0 , y W_0 (anchura del circuito impreso) para mantener constante β/k_0 y obtener θ_{rad} . Las simulaciones las hemos realizado para una frecuencia de 15 GHz y no hemos tenido en cuenta las pérdidas en el material dieléctrico que, en el caso del substrato que usamos, son bajas. Para tener en cuenta las pérdidas, habría que considerar que la potencia a lo largo de la LWA no solo decae por radiación, también por disipación de potencia en el material, que no contribuye a la radiación [83] – [85].

2.4. Resultados teóricos de LWAs con modulación coseno por ambos puertos

La modulación coseno consiste en que la amplitud del campo radiado en la apertura de la antena siga una función coseno, teniendo un valor nulo al principio y final de la antena mientras que en el medio toma su valor máximo. Por tanto, la amplitud de la iluminación normalizada puede expresarse como:

$$|E| = \cos\left(\frac{y}{L_A \cdot \pi} - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.10)$$

Las simulaciones se han realizado para eficiencias de radiación del 90% y 95%, valores típicos empleados en LWAs teniendo en cuenta que, si la eficiencia es muy cercana al 100%, se va a radiar mucha potencia al principio de la antena y, por tanto, la longitud efectiva de la antena disminuirá, aumentando el ancho de haz y reduciendo la directividad.

2.4.1. Eficiencia de radiación del 90%

Antes de mostrar los resultados de la LWA con modulación tipo coseno, mostraré los resultados obtenidos en el caso de una LWA sin modulación para, después, poder comparar los resultados y ver que el nivel de los lóbulos secundarios disminuye.

En la Figura 2.8 podemos ver la iluminación del campo que se radia a lo largo de la estructura de la antena. En este caso, la amplitud del campo radiado decrece exponencialmente a lo largo de la estructura de la antena, es decir, cuando alimentamos por el puerto 1, el campo radiado decrece de izquierda a derecha (azul) y cuando alimentamos por el puerto 2, el campo radiado decrece de derecha a izquierda (rojo). Además, podemos ver que la fase decrece linealmente.

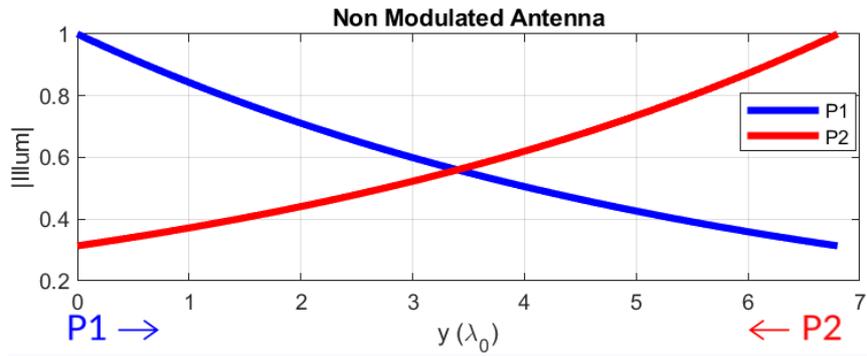


Figura 2.8a: Módulo del campo radiado en la estructura

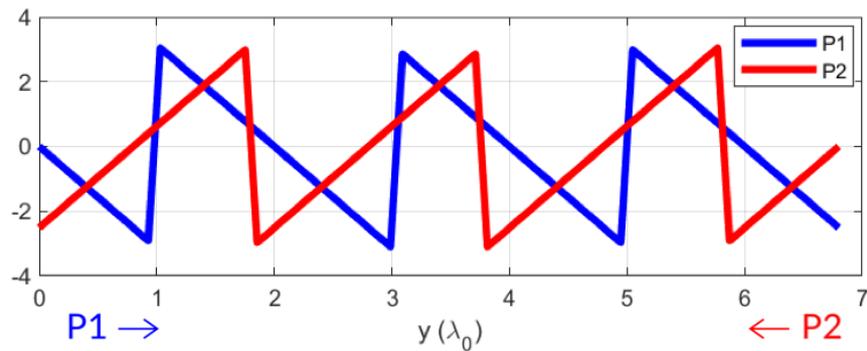


Figura 2.8b: Fase del campo en la estructura

En la Figura 2.9 está representada la constante de fase y la tasa de radiación en función de la longitud de la antena. Se puede ver que $\theta_{rad} = 30^\circ$ ($\beta/k_0 = 0.5$) y que $\alpha/k_0 = 0.027$. Ambos parámetros α y β se mantienen constantes ya que no hemos variado los valores de P_1 y W_0 .

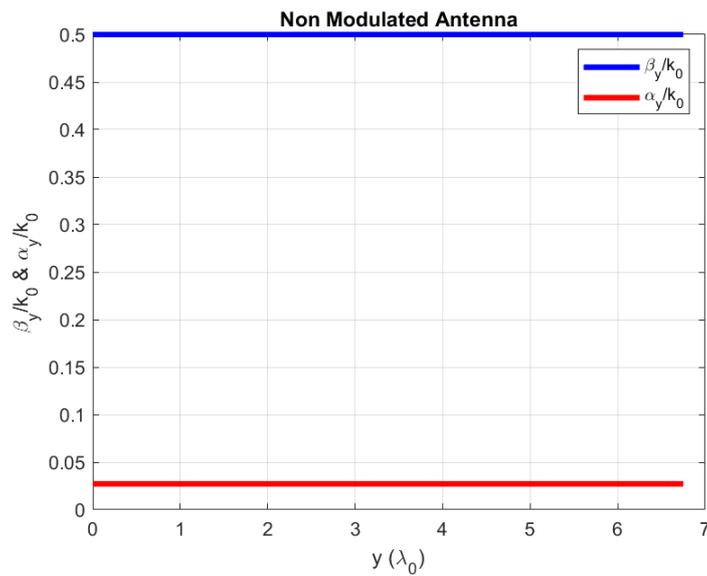


Figura 2.9: Constante de fase y tasa de radiación de la antena

En la Figura 2.10 se muestra el diagrama por ambos puertos. Tenemos $\theta_{rad} = 30^\circ$ en el caso del puerto 1 y -30° en el caso del puerto 2, que el SLL es de -12.33 dB (como se espera en una LWA sin modular) y, siguiendo la expresión (2.6), $\Delta\theta_{-3dB} = 8.8^\circ$.

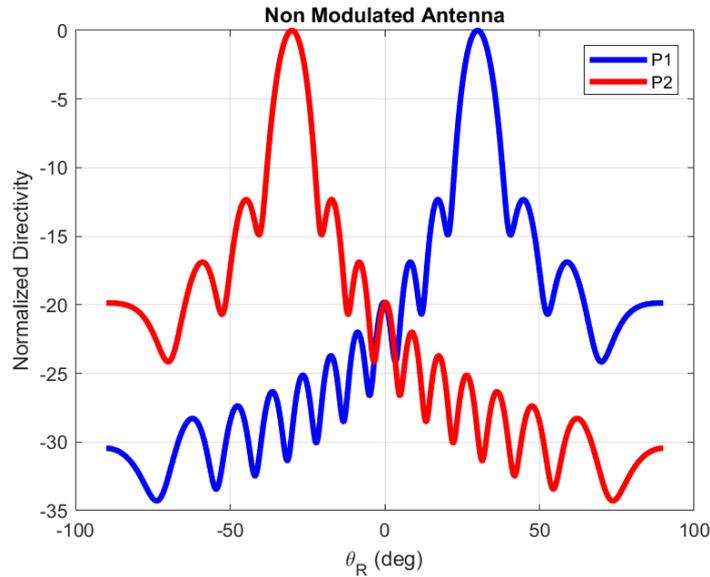


Figura 2.10: Diagramas por ambos puertos

A continuación, se muestran los resultados obtenidos para la antena con modulación tipo coseno. Este diseño se ha realizado para comparar con el ejemplo mostrado en [83]. Lo que buscamos conseguir es que la amplitud campo radiado en la apertura de la antena sea de tipo coseno.

La Figura 2.11 muestra la iluminación del campo que se radia, donde la longitud de la antena L_A empleada es de $6.75\lambda_0$ radiando en $\theta_{rad} = 30^\circ$. En la Figura 2.11a observamos como la amplitud del campo radiado por el puerto 1 es nulo al principio y final de la antena y toma mayores valores en el centro, siguiendo así la forma del coseno. Por otro lado, el campo radiado por el puerto 2 no presenta la misma forma debido a que el perfil de α no es simétrico (tal y como se explica abajo). En la Figura 2.11b vemos que las fases por ambos puertos son simétricas y ambas disminuyen linealmente ya que el ángulo de radiación se mantiene constante en toda la estructura.

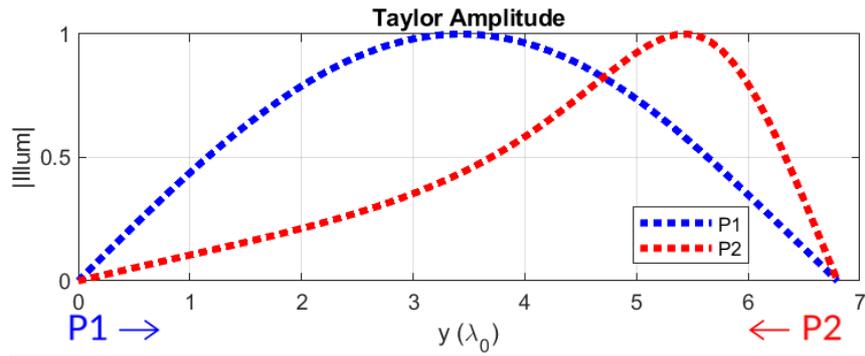


Figura 2.11a: Módulo del campo radiado en la estructura

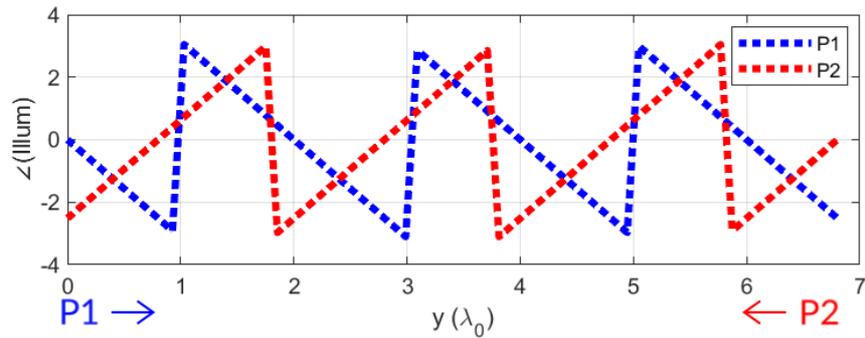


Figura 2.11b: Fase del campo en la estructura

La Figura 2.12 nos muestra la constante de fase y la tasa de radiación a lo largo de la estructura de la antena obtenidos a partir de las ecuaciones (2.8 y 2.9). En la Figura 2.12a tenemos que β no cambia a lo largo de la longitud de la apertura debido a que, tal y como se ha demostrado anteriormente, es la derivada de la fase, dando resultado una constante [83]. Además, el ángulo de radiación tampoco cambia ($\theta_{rad} = 30^\circ$). En la Figura 2.12b observamos como α sí que cambia, siendo cero en los extremos de la antena. A pesar de que la iluminación del campo en la apertura presenta simetría con respecto al centro de la estructura cuando alimentamos por el puerto 1, observamos que α no es simétrico. Esto es debido a que la potencia disponible en la estructura va reduciéndose a lo largo de esta, ya que parte de la potencia se ha radiado. Teniendo en cuenta esto, para que la amplitud del campo radiado en un punto cercano al inicio de la antena sea igual que en un punto cercano al final, α debe ser mayor al final ya que hay menos potencia disponible.

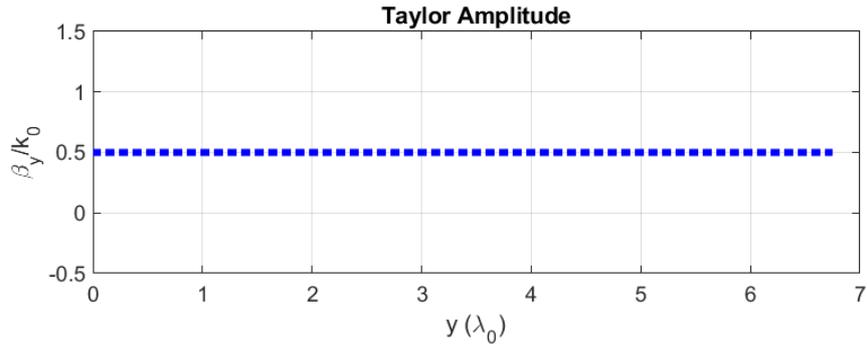


Figura 2.12a: Constante de fase de la antena

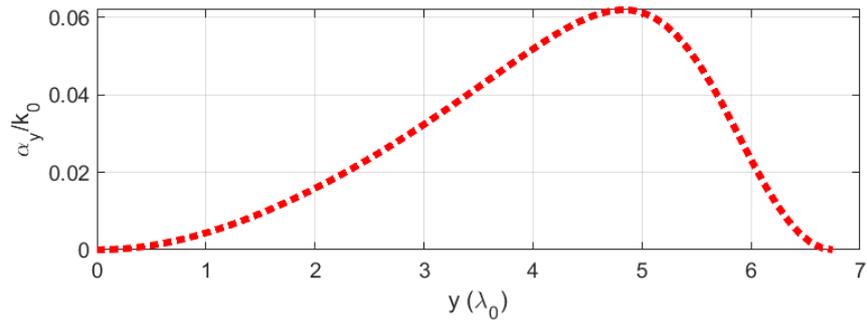


Figura 2.12b: Tasa de radiación de la antena

Teniendo en cuenta esa distribución del β y α , podemos obtener la iluminación del campo radiado cuando alimentamos por el otro puerto, es decir, por el final. Como β es constante (y por tanto simétrico), la fase también será simétrica, tal y como se muestra en la línea roja en la Figura 2.11b. En cuanto a la amplitud, se puede obtener con la siguiente fórmula:

$$M(y)^2 = \alpha(y) \left[e^{-2 \int_0^y \alpha(\tau) d\tau} \right] \quad (2.11)$$

Si ahora alimentamos la antena por el puerto 2, el α que tomamos sería al revés que el mostrado en la Figura 2.12b, es decir, mayor tasa de radiación al principio que al final, por eso la amplitud del campo queda como se muestra en la Figura 2.11a en rojo, donde se ve cómo la iluminación de los campos no es simétrica y, por tanto, los diagramas por ambos puertos tampoco van a ser simétricos.

En la Figura 2.13 está representado el diagrama de la antena por ambos puertos apuntando en $\theta_{rad} = 30^\circ$. Tenemos que el SLL es de -23.3 dB y que $\Delta\theta_{-3dB} = 11.61^\circ$. Se ve que con el puerto 1 conseguimos lo que queremos, aunque el diagrama se ensancha, luego el ancho de haz es mayor ya que, al tener una iluminación tipo coseno, la eficiencia de apertura de la antena baja. En el caso del puerto 2, como se muestra en la Figura 2.11a, hay una zona en la estructura donde la iluminación es mucho mayor que en el resto, haciendo que la eficiencia de apertura sea mucho peor y que el diagrama se distorsione bastante.

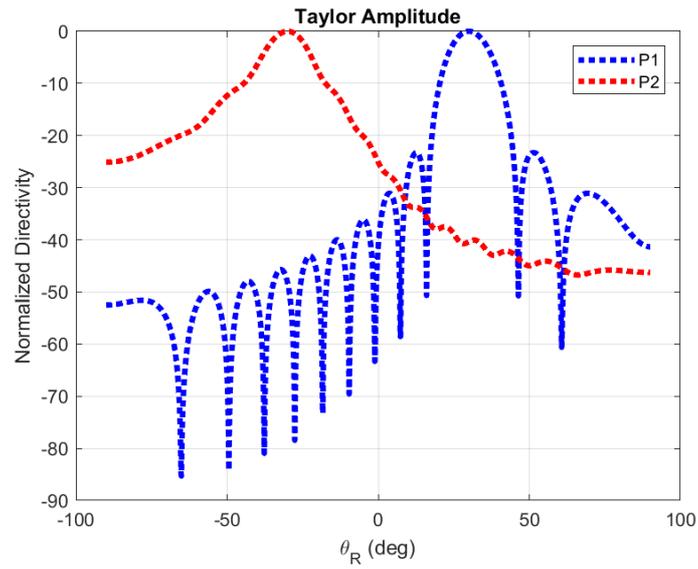


Figura 2.13: Diagramas por ambos puertos

2.4.2. Eficiencia de radiación del 95%

Al igual que hicimos en el apartado anterior, primero mostraré los resultados de la antena no modulada con la eficiencia de radiación del 95%. En la Figura 2.14 se representa la iluminación del campo que se radia en la estructura.

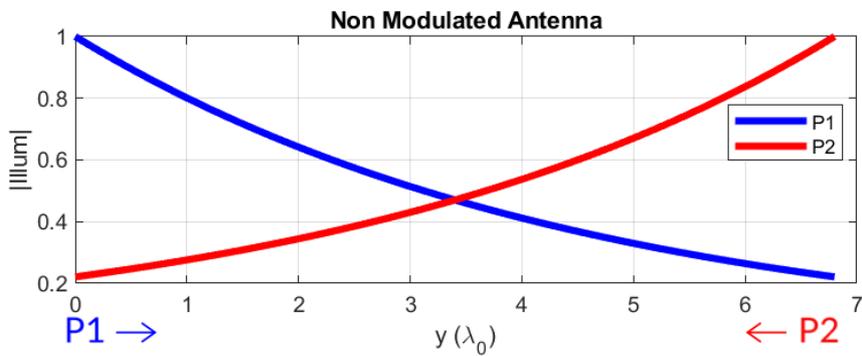


Figura 2.14a: Módulo del campo radiado en la estructura

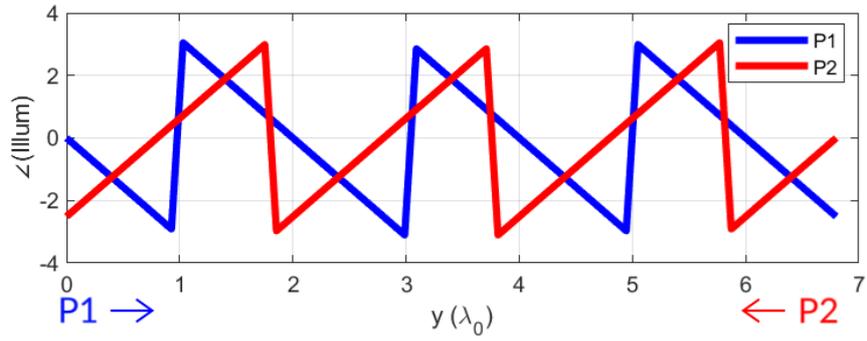


Figura 2.14b: Fase del campo en la estructura

En la Figura 2.15 podemos observar el ángulo de radiación, el cual se ha mantenido constante en 30° ($\beta_y/k_0 = 0.5$) y la tasa de radiación, que también se mantiene constante en $\alpha_y/k_0 = 0.035$. En este caso tenemos que la tasa de radiación es mayor que en el caso anterior para conseguir así una mayor eficiencia de radiación.

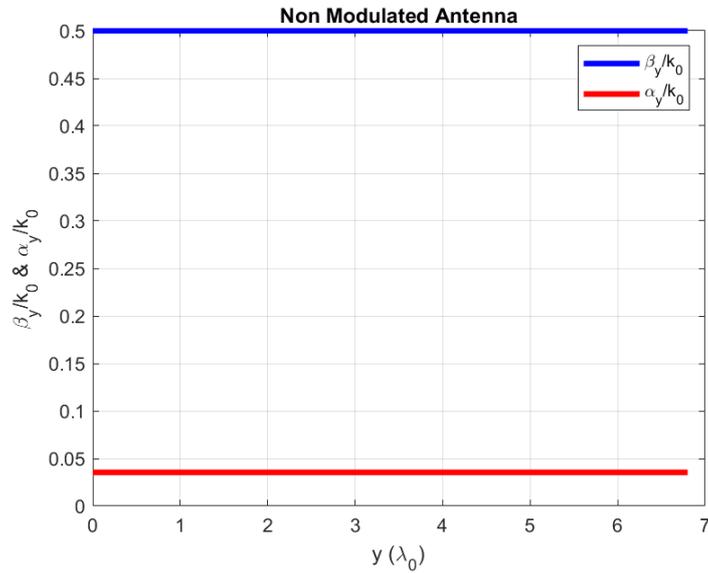


Figura 2.15: Constante de fase y tasa de radiación de la antena

La Figura 2.16 nos muestra los diagramas de esta antena, donde el ángulo de máxima radiación es $\theta_{rad} = 30^\circ$, el $SLL = -11.77 \text{ dB}$ y que $\Delta\theta_{-3dB} = 9^\circ$.

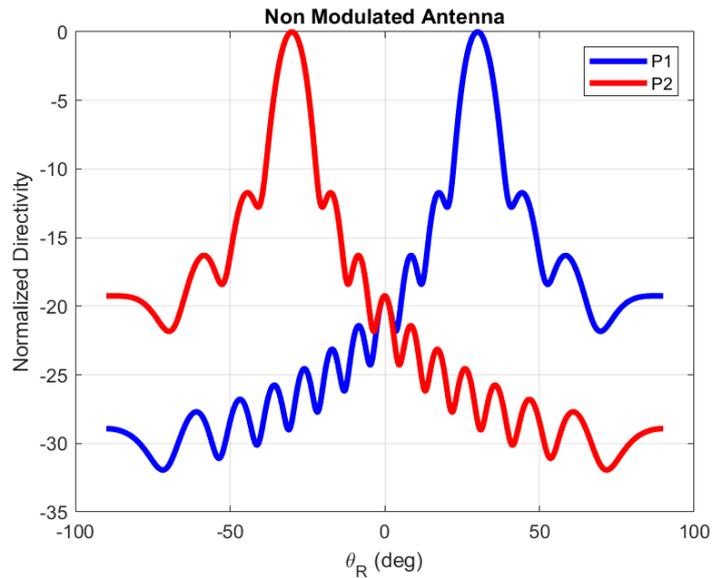


Figura 2.16: Diagramas por ambos puertos

Finalmente, mostraré los resultados obtenidos con la antena con modulación tipo coseno. En la Figura 2.17 podemos ver la iluminación del campo que radia la antena en toda la longitud $L_A = 6.75\lambda_0$ y con un ángulo de radiación $\theta_{rad} = 30^\circ$. En la Figura 2.17a vemos que, comparado con la Figura 2.11a, la asimetría de la amplitud del campo es mayor. En este caso, cuando alimentamos por el puerto 2, tenemos que la iluminación es mucho mayor cerca del puerto, lo que significa que casi todo va a radiar cerca del puerto. Esto se traduce en una longitud efectiva menor y en el ensanchamiento del diagrama (representado en la Figura 2.19). Por otro lado, en la Figura 2.17b vemos que, al igual que en el caso anterior, las fases sí que presentan esa simetría.

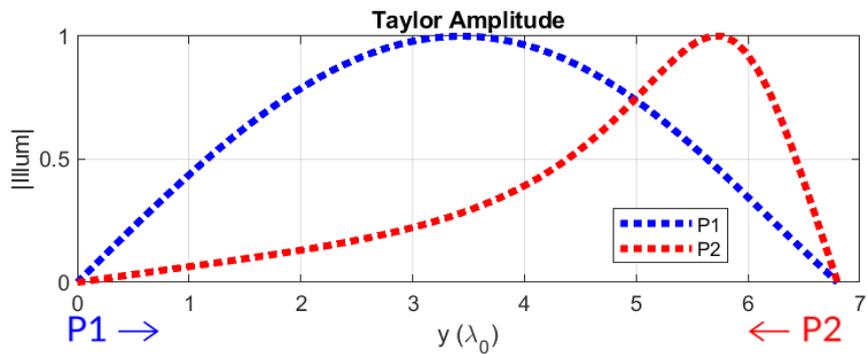


Figura 2.17a: Módulo del campo radiado en la estructura

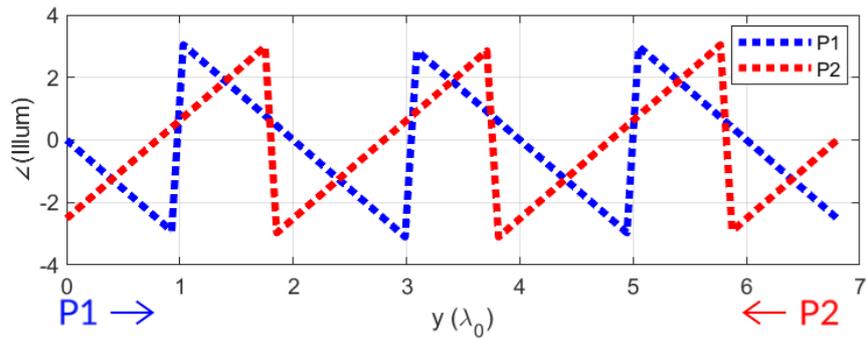


Figura 2.17b: Fase del campo en la estructura

En la Figura 2.18 se representan la constante β/k_0 , que se mantiene constante en 0.5 ya que $\theta_{rad} = 30^\circ$, y la tasa de radiación α/k_0 . En este caso tenemos que α es mayor que en el caso anterior.

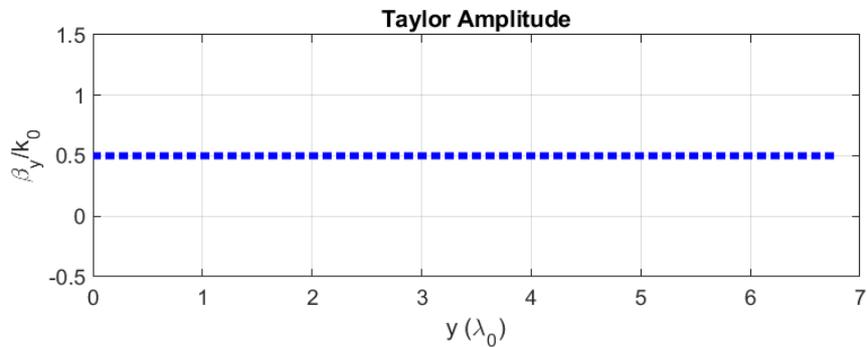


Figura 2.18a: Constante de fase de la antenna

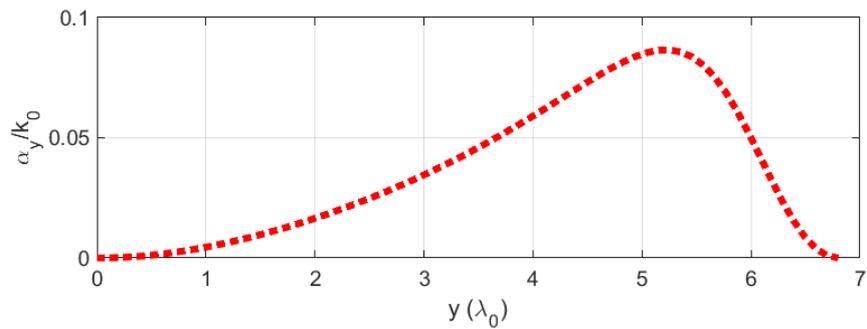


Figura 2.18b: Tasa de radiación de la antenna

Los diagramas obtenidos se muestran en la Figura 2.19 en $\theta_{rad} = 30^\circ$. En este caso tenemos que $SLL = -23.23 \text{ dB}$ y que $\Delta\theta_{-3dB} = 11.7^\circ$. Vemos que el diagrama se ensancha más debido a la asimetría de la amplitud del campo radiado, representado en la Figura 2.17a.

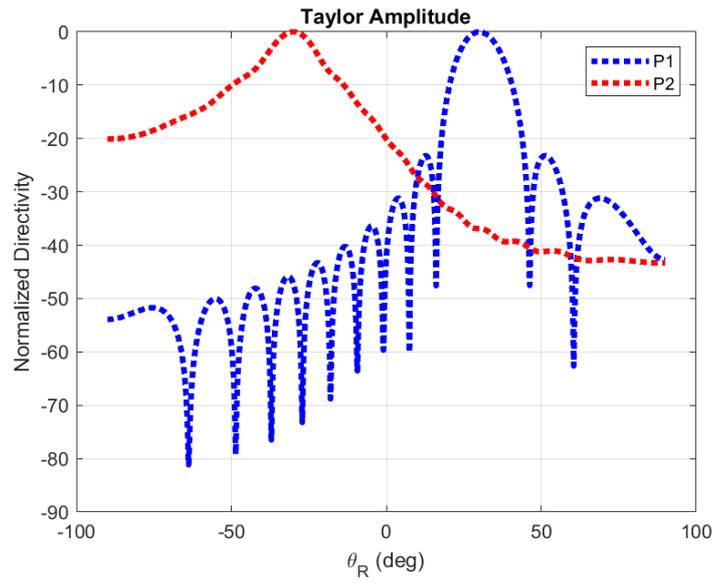


Figura 2.19: Diagramas por ambos puertos

3. LWA con modulación simétrica

Este capítulo lo comenzaré haciendo una pequeña introducción de los conceptos de modulación y modulación simétrica para, después, mostrar diferentes ejemplos en los cuales se usan modulaciones simétricas distintas.

Como ejemplos de diferentes modulaciones simétricas se han usado las ventanas de Hamming, Hanning y Taylor, de las cuales mostraré los resultados obtenidos. También se han hecho simulaciones en Matlab con otro tipo de ventanas con las que se obtenían resultados menos óptimos.

3.1. Concepto de modulación simétrica

Tal y como se explicó en el apartado 2.3, modular una antena consiste en modificar la estructura a lo largo de su longitud, esto es, variar los parámetros de la antena a lo largo de su estructura (W y P en nuestro caso).

El concepto de modulación simétrica se refiere a conseguir una estructura que presente simetría con respecto a su centro, de modo que el funcionamiento sea similar al alimentar la antena por cualquiera de sus puertos. Con la modulación convencional tipo coseno, la estructura no es simétrica con respecto a su centro, teniendo así un α asimétrico y que, por tanto, la antena no va a presentar el mismo comportamiento cuando alimentamos por ambos puertos. Para conseguir una estructura simétrica, debemos forzar que α sea simétrico de tal modo que va a seguir la función marcada por las diferentes ventanas de iluminación.

3.2. Diferentes ventanas de iluminación simétrica

El concepto de ventana de iluminación se refiere a la forma que tiene el perfil de α a lo largo de la antena. Lo que buscamos es conseguir que la amplitud de la iluminación del campo radiado sea cero en los extremos de la antena, reduciendo así la difracción y el nivel de los lóbulos secundarios. Estas ventanas que definen el α cumplen con esta característica o están muy cerca (algunas de ellas no son exactamente cero en los extremos, como veremos más adelante).

Las diferentes ventanas de iluminación que se han utilizado en la realización de este TFG son Hamming, Hanning y Taylor, que explicaré cada una de ellas en los siguientes apartados. También se han hecho simulaciones en Matlab con otro tipo de ventanas, pero se han descartado ya que los resultados no eran favorables.

3.2.1. Hamming

La ventana Hamming se caracteriza por tomar valores muy próximos a cero en los extremos mientras que en su centro toma valores máximos. Su forma podemos verla en la Figura 3.1.

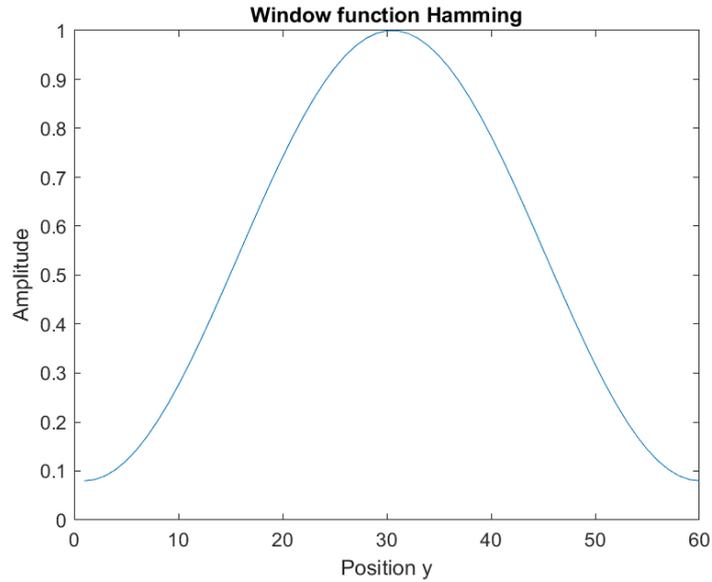


Figura 3.1: Ventana Hamming

Se define mediante la siguiente expresión matemática:

$$v(y) = 0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{2\pi y}{L_A}\right) \quad (3.1)$$

donde y es la posición en la antena y L_A es la longitud de la antena

3.2.2. Hanning

Esta ventana tiene la forma de una curva donde en los extremos es nula, mientras que en el centro toma los valores máximos. En la Figura 3.2 podemos ver la forma que tiene.

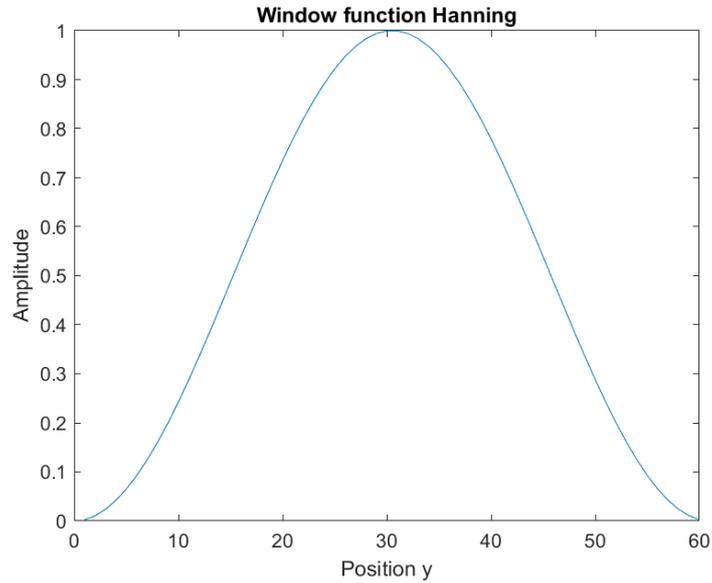


Figura 3.2: Ventana Hanning

Esta ventana también se conoce como coseno alzado y se define por la siguiente fórmula:

$$v(y) = 0.5 \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi y}{L_A}\right) \right) \quad (3.2)$$

donde y es la posición en la antena y L_A es la longitud de la antena.

3.2.3. Taylor

La ventana Taylor toma valores pequeños en los extremos y valores más altos en el centro. La Figura 3.3 nos muestra la forma que tiene.

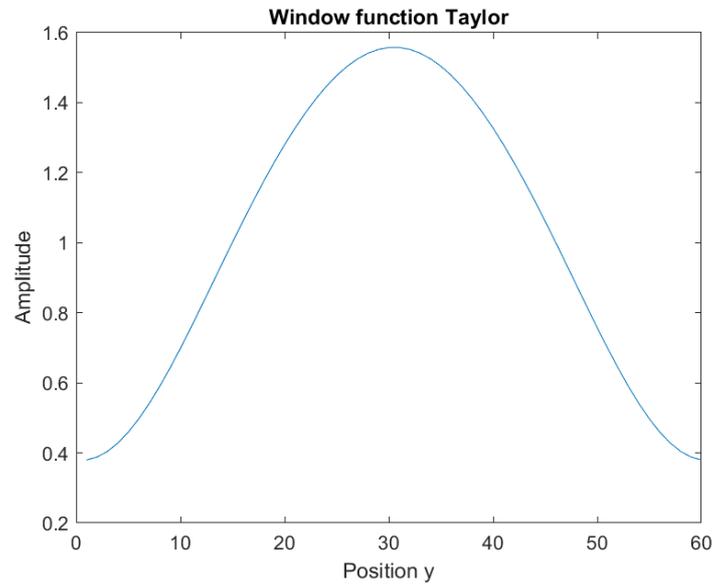


Figura 3.3: Ventana Taylor

3.3. Resultados teóricos

En este apartado mostraré los resultados obtenidos con Matlab empleando las modulaciones Hamming, Hanning y Taylor. Todas las simulaciones se han hecho para una frecuencia de 15 GHz, una eficiencia de radiación del 90% y 95%, una longitud de antena $L_A = 6.75\lambda_0$ y radiando en $\theta_{rad} = 30^\circ$.

3.3.1. Antena con modulación Hamming

3.3.1.1. Eficiencia de radiación del 90%

La Figura 3.4 muestra la iluminación del campo que radia la antena empleando una modulación tipo Hamming. En este caso tenemos que la amplitud del campo es simétrica por ambos puertos debido a que α es simétrico (ver Figura 3.5).

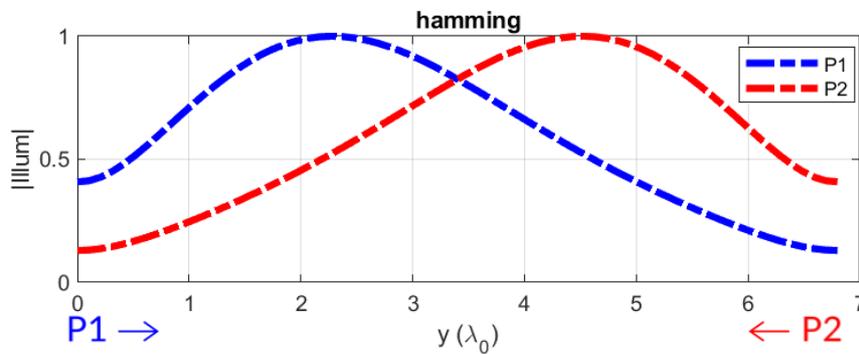


Figura 3.4a: Módulo del campo radiado en la estructura

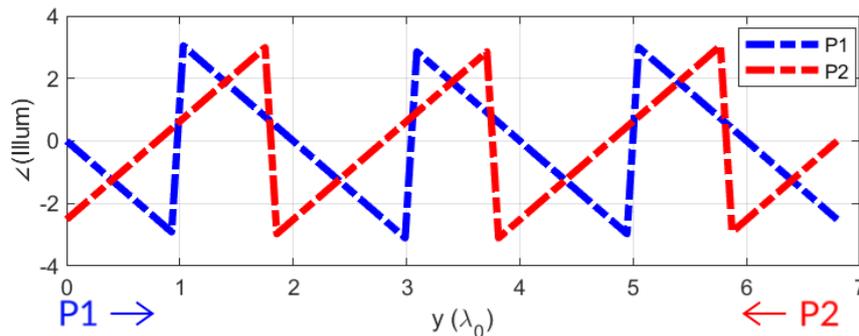


Figura 3.4b: Fase del campo en la estructura

El ángulo de radiación θ_{rad} se mantiene constante para 30° ($\beta/k_0 = 0.5$), mientras que α varía a lo largo de la antena, tomando valores pequeños en los extremos y valores más altos en el centro. Ahora tenemos que el valor de α toma un perfil determinado por el tipo de ventana empleado, sin embargo, debemos tener en cuenta que este valor se multiplica por una constante para que la eficiencia sea la deseada. En la Figura 3.5 podemos ver cómo varían estos parámetros.

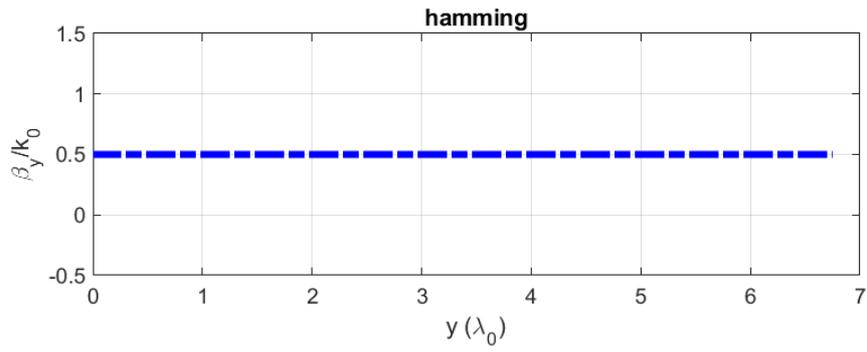


Figura 3.5a: Constante de fase de la antena

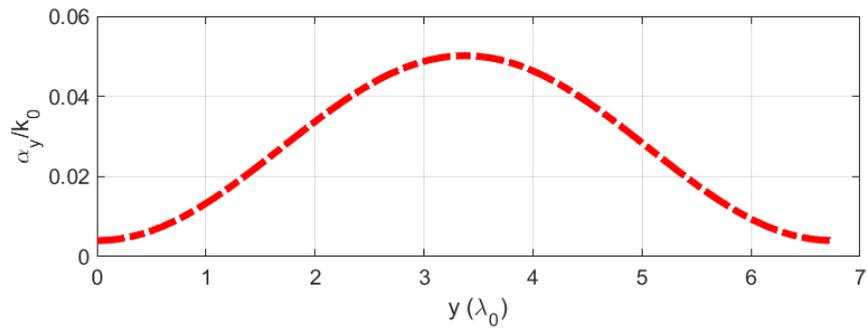


Figura 3.5b: Tasa de radiación de la antena

El diagrama de la antena por ambos puertos se muestra en la Figura 3.6. Aquí tenemos que $\theta_{rad} = 30^\circ$ para el puerto 1 y de -30° para el puerto 2, el SLL es de -29.05 dB y $\Delta\theta_{-3dB} = 10.9^\circ$.

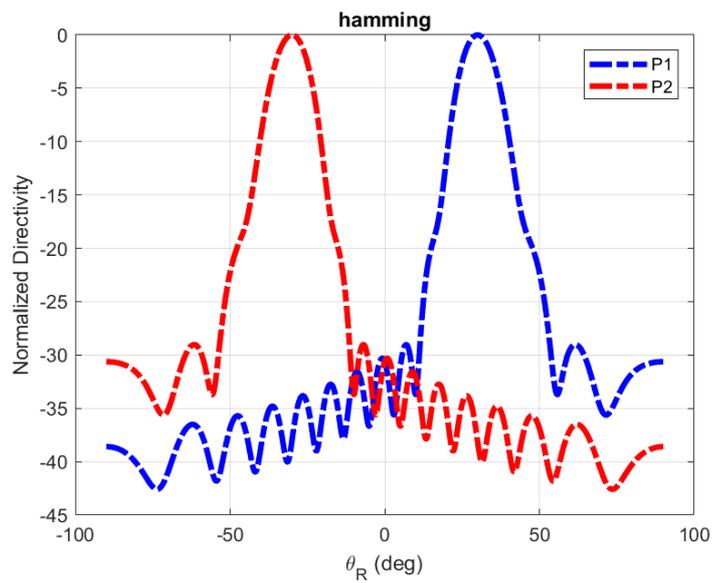


Figura 3.6: Diagramas por ambos puertos

Tanto en este caso como en los siguientes, se consigue que los diagramas sean simétricos por ambos puertos y que el nivel de los lóbulos secundarios disminuya con respecto a la antena con modulación tipo coseno, sin embargo, la eficiencia de apertura es peor que en el caso de la antena con modulación tipo coseno y, por tanto, el diagrama se ensanchará más.

3.3.1.2. Eficiencia de radiación del 95%

El perfil de iluminación del campo que se radia se muestra en la Figura 3.7, donde en este caso hemos empleado una longitud $L_A = 6.75\lambda_0$ radiando en $\theta_{rad} = 30^\circ$.

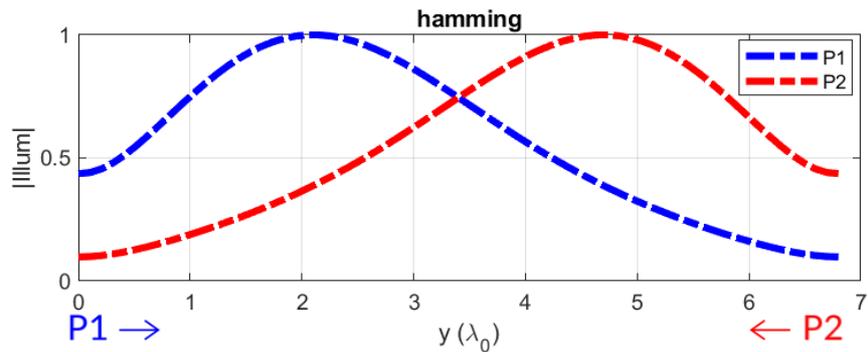


Figura 3.7a: Módulo del campo radiado en la estructura

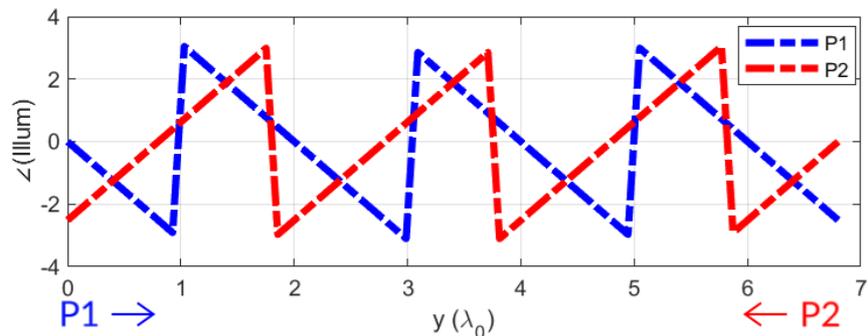


Figura 3.7b: Fase del campo en la estructura

En la Figura 3.8 observamos cómo varían β y α a lo largo de la antena. Tenemos que β se mantiene constante en 0.5 y, por tanto, $\theta_{rad} = 30^\circ$, mientras que α sigue la forma de la ventana Hamming, es decir, toma valores pequeños en los extremos de la antena y valores más altos en el centro. Si comparamos el α de la Figura 3.8b con el de la Figura 3.5b (cuando la eficiencia es del 90%), vemos que ahora toma valores mayores para conseguir que la eficiencia sea del 95%.

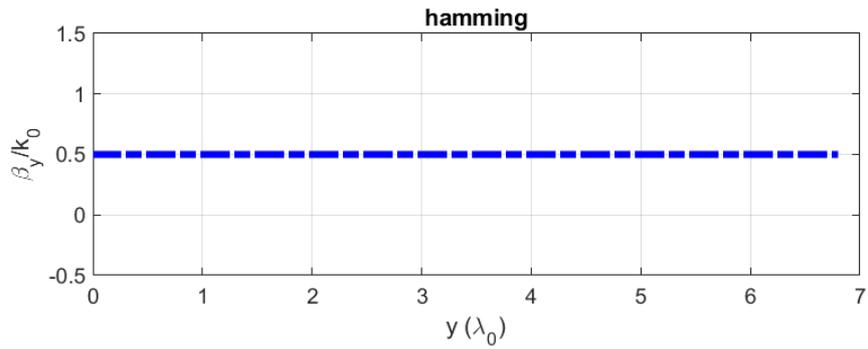


Figura 3.8a: Constante de fase de la antena

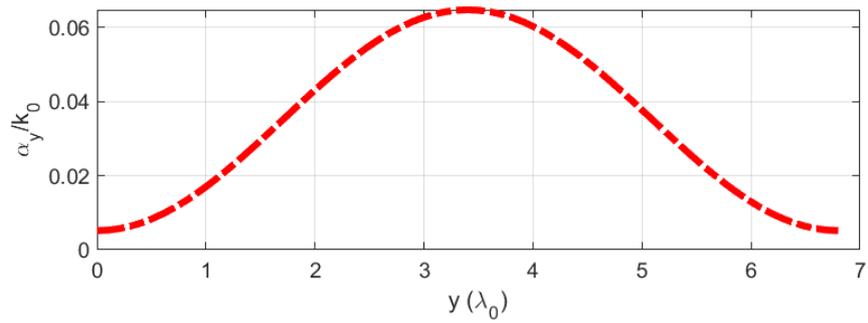


Figura 3.8b: Tasa de radiación de la antena

Los diagramas por ambos puertos radiando en $\theta_{rad} = 30^\circ$ se representan en la Figura 3.9. Aquí tenemos que el SLL es de -28.84 dB y que $\Delta\theta_{-3dB} = 11.1^\circ$.

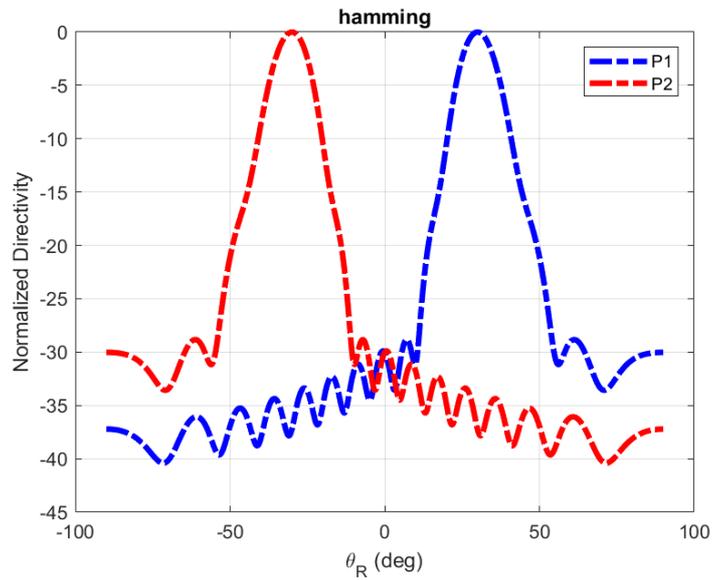


Figura 3.9: Diagramas por ambos puertos

3.3.2. Antena con modulación Hanning

3.3.2.1. Eficiencia de radiación del 90%

En la Figura 3.10 podemos observar cómo es el campo que radia la antena cuando empleamos una modulación de tipo Hanning.

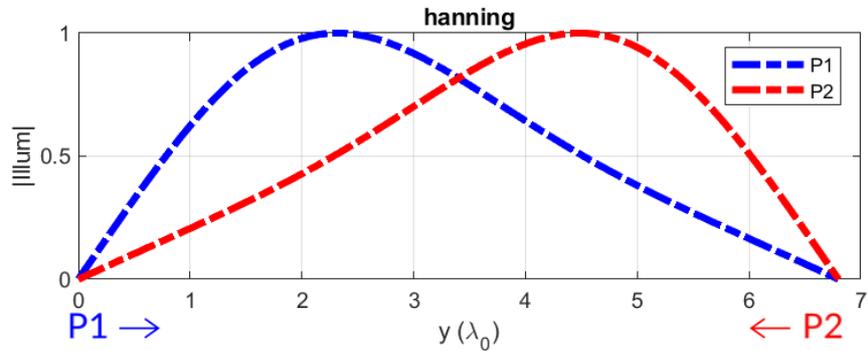


Figura 3.10a: Módulo del campo radiado en la estructura

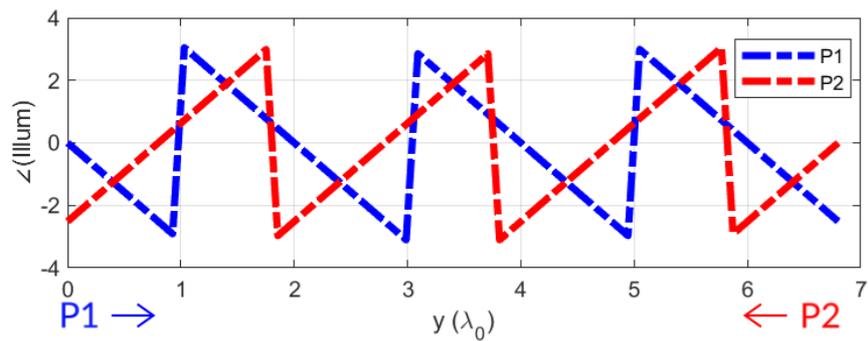


Figura 3.10b: Fase del campo radiado en la estructura

La Figura 3.11 muestra cómo varían β y α en toda la longitud de la antena. Podemos ver que β se mantiene constante en 0.5, mientras que α varía, siendo nula en los extremos de la antena y tomando sus valores más altos en el centro, teniendo así la forma de la ventana Hanning.

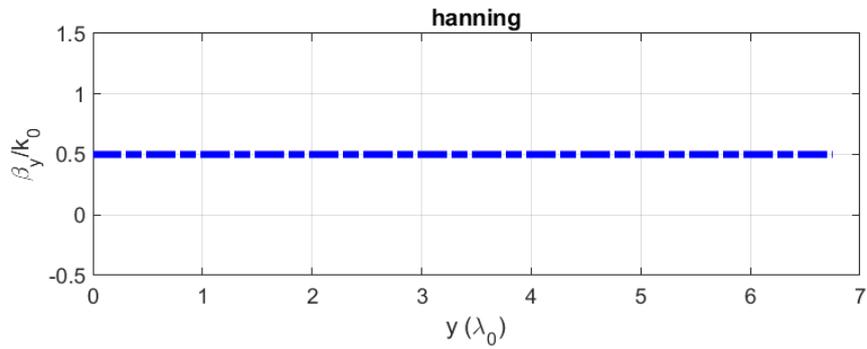


Figura 3.11a: Constante de fase de la antena

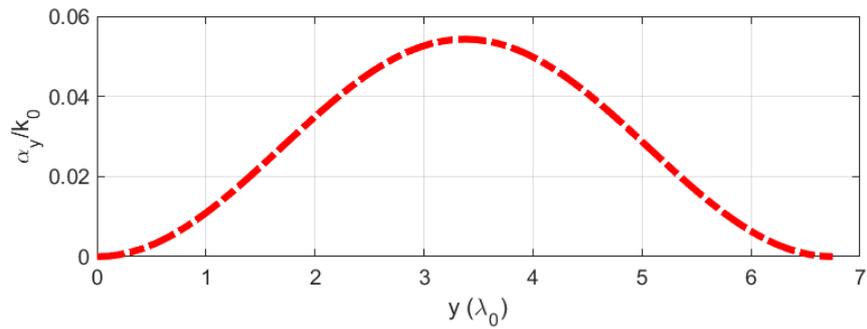


Figura 3.11b: Tasa de radiación de la antena

En la Figura 3.12 están representados los diagramas por ambos puertos apuntando en $\theta_{rad} = 30^\circ$. Obtenemos que el SLL es de -30 dB y que $\Delta\theta_{-3dB} = 12.1^\circ$.

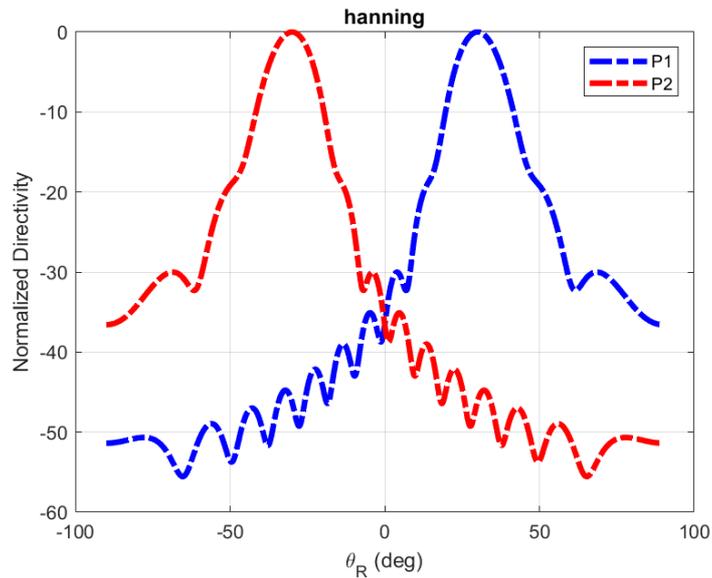


Figura 3.12: Diagramas por ambos puertos

3.3.2.2. Eficiencia de radiación del 95%

La Figura 3.13 nos muestra como es la iluminación del campo que radia la antena, en este caso empleando una modulación tipo Hanning con una eficiencia de radiación del 95%.

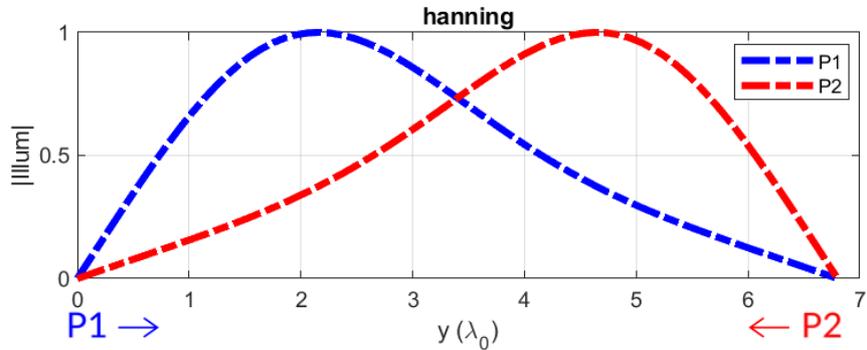


Figura 3.13a: Módulo del campo radiado en la estructura

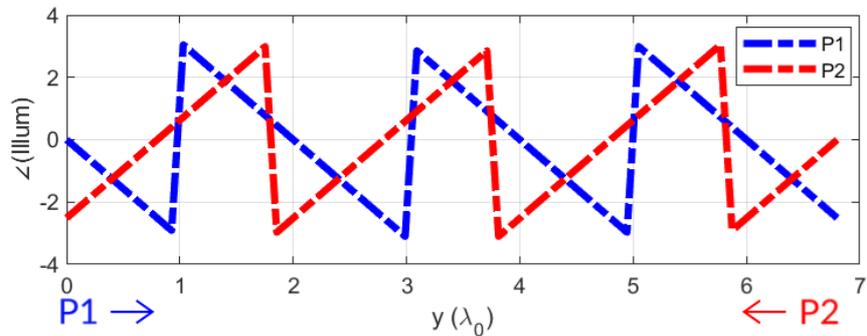


Figura 3.13b: Fase del campo en la estructura

En la Figura 3.14 se representan los parámetros β y α . Se ve como β se mantiene constante en 0.5, luego θ_{rad} también será constante en 30° . Por otro lado, el perfil que toma α es el de una ventana Hanning, variando a lo largo de la estructura donde se hace nulo en los extremos y máximo en el centro.

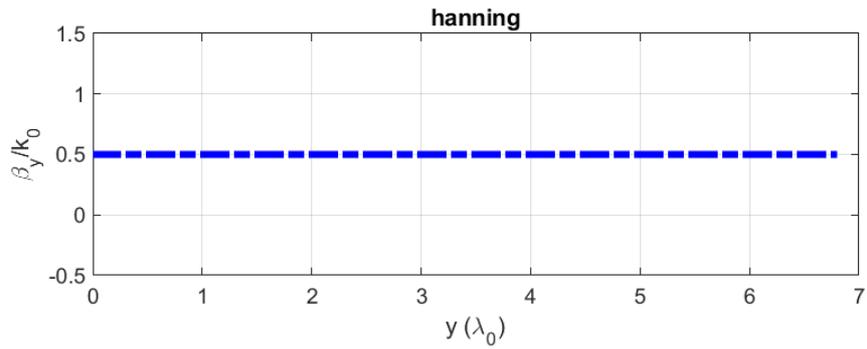


Figura 3.14a: Constante de fase de la antena

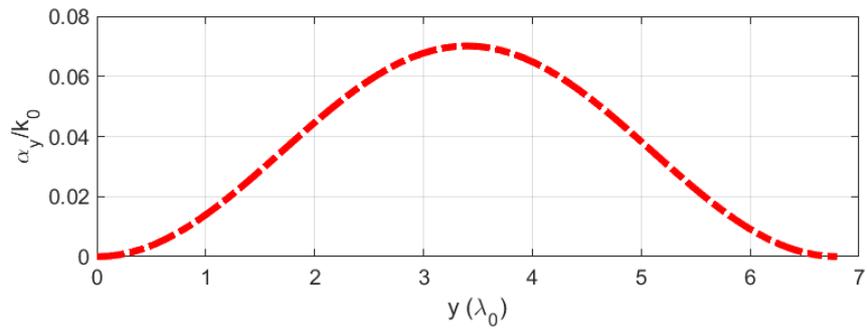


Figura 3.14b: Tasa de radiación de la antena

En la Figura 3.15 se representan los diagramas por ambos puertos para esta antena. En este caso tenemos que el $SLL = -29.5 \text{ dB}$ y que $\Delta\theta_{-3\text{dB}} = 12.5^\circ$.

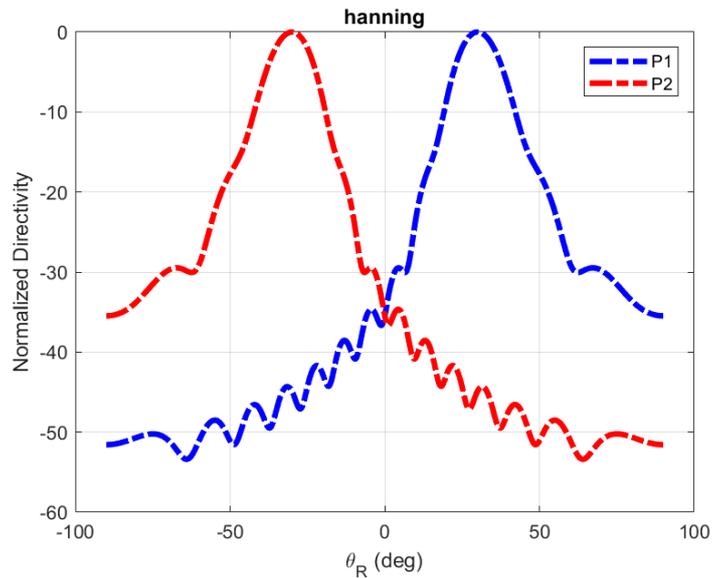


Figura 3.15: Diagramas por ambos puertos

3.3.3. Antena con modulación Taylor

3.3.3.1. Eficiencia de radiación del 90%

La iluminación del campo radiado por la antena cuando se utiliza una modulación Taylor se muestra en la Figura 3.16.

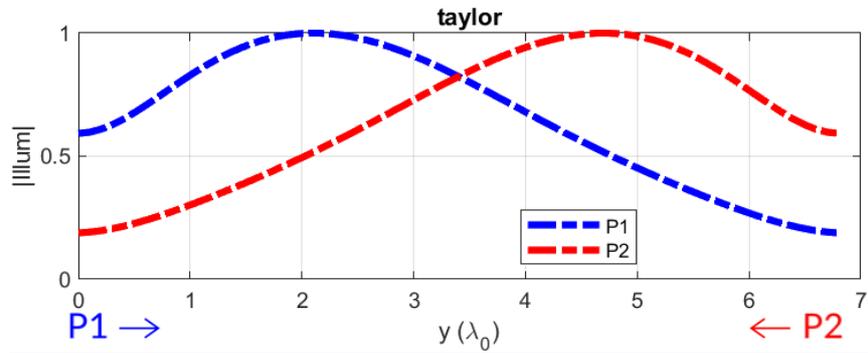


Figura 3.16a: Módulo del campo radiado en la estructura

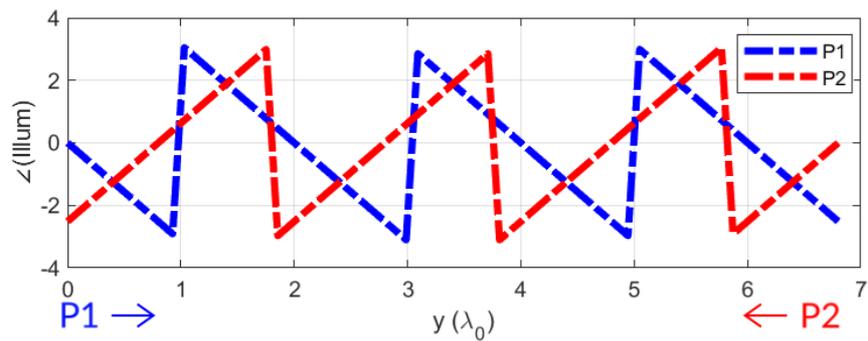


Figura 3.16b: Fase del campo en la estructura

La Figura 3.17 muestra como varían β y α a lo largo de la antena. Se observa que el ángulo θ_{rad} se mantiene constante a 30° ($\beta/k_0 = 0.5$) y que el perfil de α es el de una ventana Taylor.

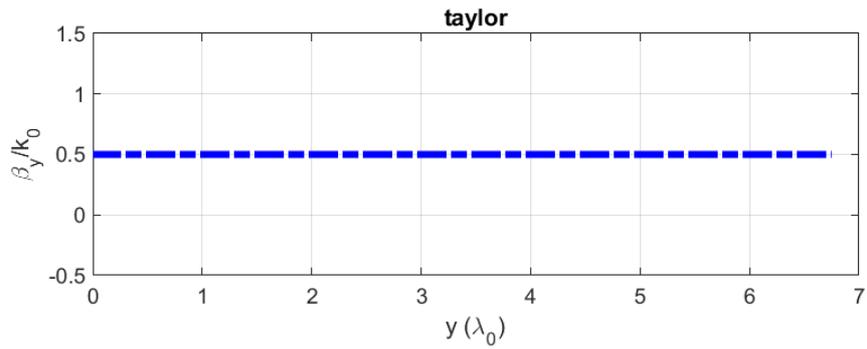


Figura 3.17a: Constante de fase de la antena

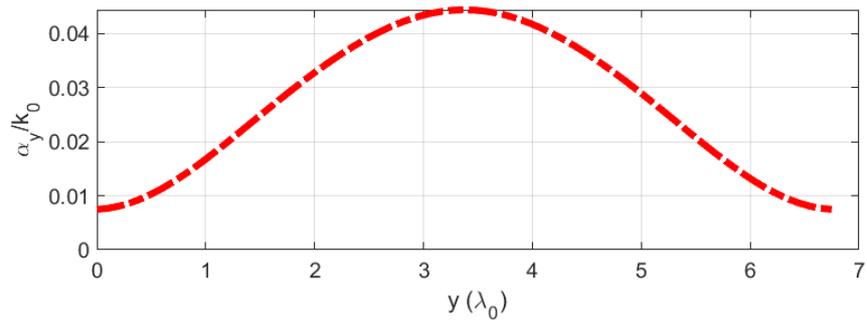


Figura 3.17b: Tasa de radiación de la antena

En la Figura 3.18 están representados los diagramas por ambos puertos de la antena en el ángulo $\theta_{rad} = 30^\circ$. Tenemos que el SLL es de -24.36 dB y que $\Delta\theta_{-3dB} = 10.2$.

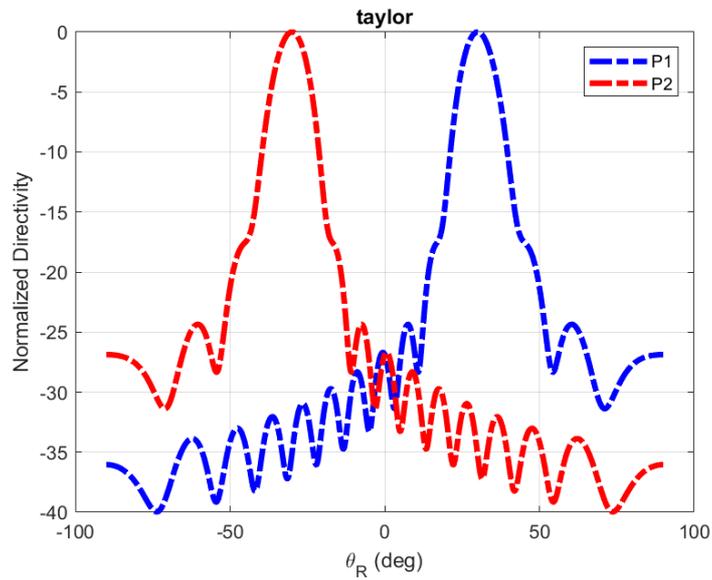


Figura 3.18: Diagramas por ambos puertos

3.3.3.2. Eficiencia de radiación del 95%

La Figura 3.19 muestra cómo es el campo radiado a lo largo de la longitud de la antenna, en este caso con modulación Taylor y cuando la eficiencia de radiación es del 95%.

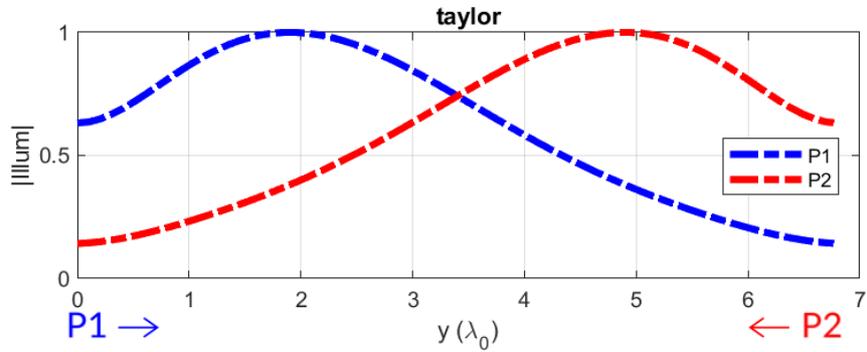


Figura 3.19a: Módulo del campo radiado en la estructura

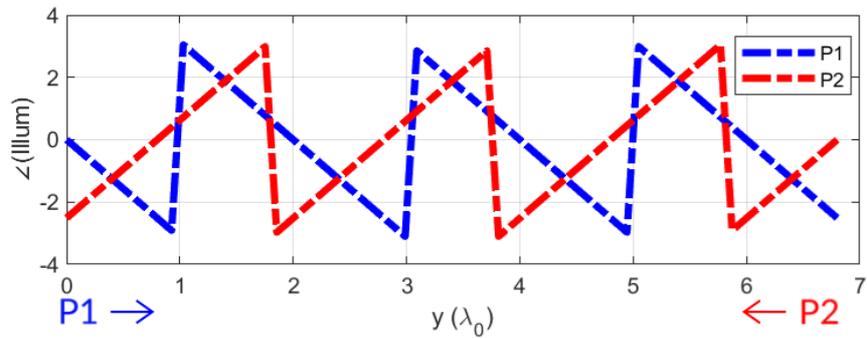


Figura 3.19b: Fase del campo en la estructura

En la Figura 3.20 se muestra como son β y α a lo largo de la antenna. El ángulo de radiación se mantiene constante en 30° , mientras que la tasa de radiación varía, donde el valor máximo alcanzado es en el centro de la antenna.

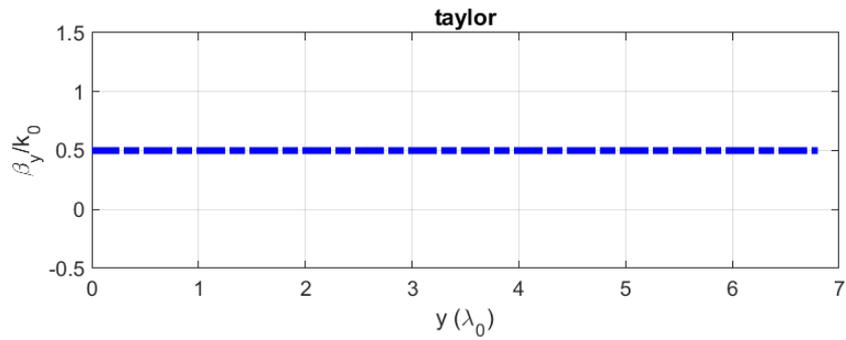


Figura 3.20a: Constante de fase de la antena

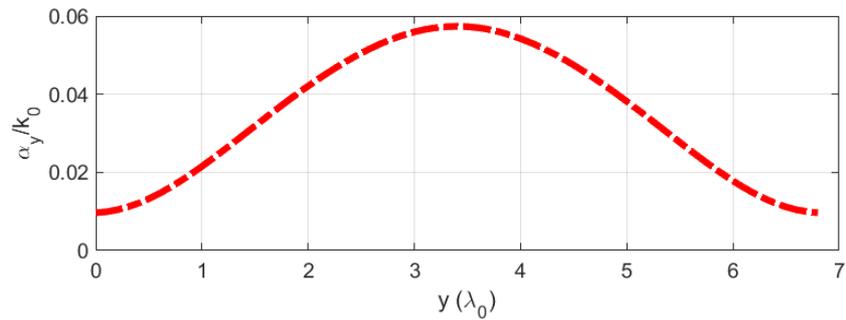


Figura 3.20b: Tasa de radiación de la antena

Los diagramas de la antena apuntando en $\theta_{rad} = 30^\circ$ están representados en la Figura 3.21. Se obtiene que el $SLL = -23.95 \text{ dB}$ y que $\Delta\theta_{-3dB} = 10.5^\circ$.

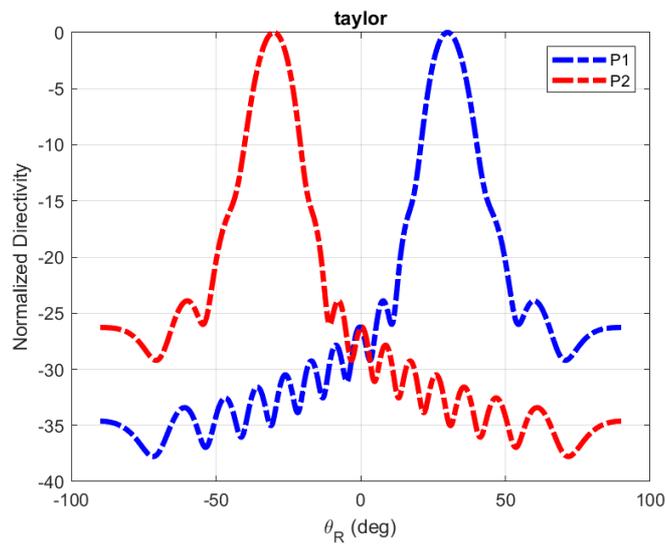


Figura 3.21: Diagramas por ambos puertos

3.3.4. Otras ventanas de simulación

Lo que buscamos conseguir es una antena cuyos resultados sean similares a los obtenidos con la modulación coseno, pero empleando una ventana de iluminación simétrica. Las ventanas que elegimos fueron Hamming, Hanning y Taylor, sin embargo, también se hicieron simulaciones con otro tipo de ventanas, tales como Flat top, Blackman-Harris o Blackman-Nuttan. Estas ventanas se descartaron ya que no se obtenían los resultados adecuados.

En la Figura 3.22 se observa el diagrama obtenido con Flat top. Se puede ver que el diagrama se distorsiona bastante y que el ancho de haz es muy grande ($\Delta\theta_{-3dB} = 22.9^\circ$).

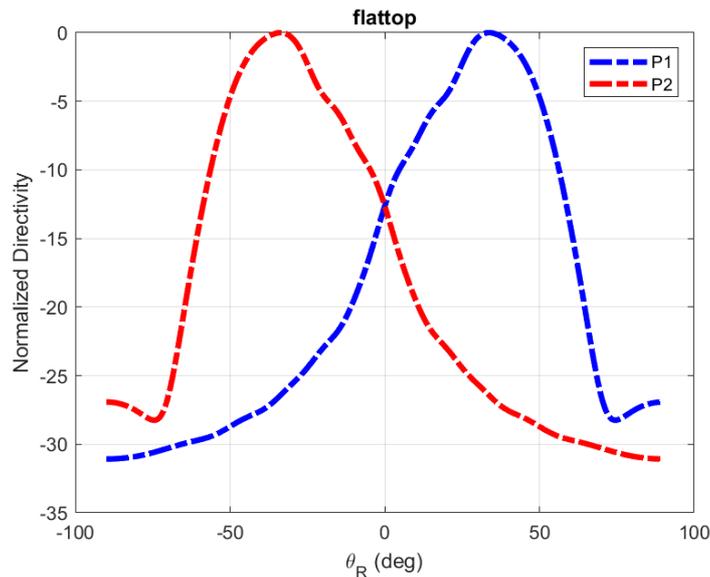


Figura 3.22: Diagramas por ambos puertos empleando una ventana Flat top

En el caso de la ventana Blackman-Harris y Blackman-Harris de Nuttall ocurre que los diagramas se ensanchan bastante. Obtenemos que $\Delta\theta_{-3dB} = 15.2^\circ$ para el caso de Blackman-Harris, mientras que para Blackman-Harris de Nuttall obtenemos que $\Delta\theta_{-3dB} = 14.9^\circ$. Los diagramas obtenidos se muestran en la Figura 3.23.

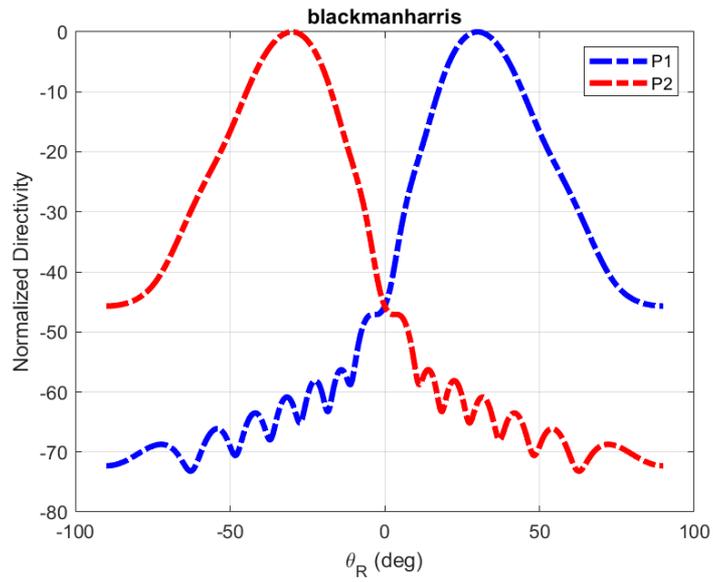


Figura 3.23a: Diagramas por ambos puertos empleando una ventana Blackman-Harris

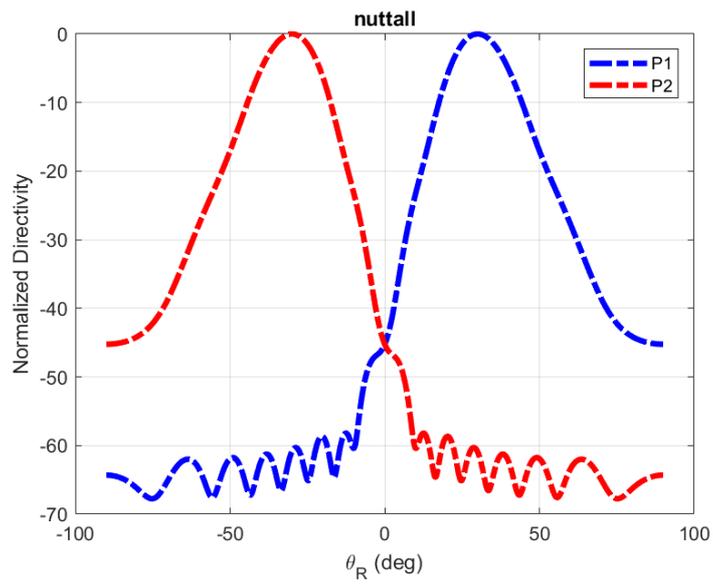


Figura 3.23b: Diagramas por ambos puertos empleando una ventana Blackman-Harris de Nuttall

3.3.5. Comparativa general

En la Tabla 1 se muestran todos los resultados obtenidos con las ventanas de iluminación Hamming, Hanning y Taylor.

Eficiencia de radiación	$\Delta\theta_{-3dB}$		SLL	
	90%	95%	90%	95%
Antena no modulada	8.8°	9°	-12.33 dB	-11.77 dB
Hamming	10.9°	11.1°	-29.05 dB	-28.84 dB
Hanning	12.1°	12.5°	-30 dB	-29.5 dB
Taylor	10.2°	10.3°	-24.36 dB	-23.93 dB

Tabla 1: Comparación de los resultados obtenidos

Si vemos los resultados obtenidos, con las tres modulaciones hemos conseguido aumentar el nivel del lóbulo principal al lóbulo secundario (disminuir el SLL) con respecto a la antena no modulada, aunque los diagramas se ensanchen más. Con la modulación Hanning es donde hemos conseguido que el SLL sea menor.

En HFSS hemos optado por simular las antenas con modulación Hamming y Hanning ya que, como podemos observar en la Tabla 1, se obtienen mejores resultados que con la modulación Taylor (aquí tenemos que el SLL es de, aproximadamente, -24 dB, no tan bajo como en los otros dos casos que obtenemos un SLL de, aproximadamente, -30 dB).

4. Simulación y resultados

Este penúltimo apartado muestra los resultados de las simulaciones realizadas con el programa HFSS. Aquí se han modelado las antenas de Matlab en tecnología SIW con las modulaciones coseno, Hamming y Hanning para las eficiencias de radiación del 90% y 95%. De este modo, el estudio teórico se puede comparar con resultados de simulación de una estructura real. Para el diseño de las antenas se ha escogido un sustrato de uso muy extendido como el Duroid RO5880 de Rogers con $\epsilon_r = 2.2$, $\tan\delta = 0.0009$ y grosor $h = 0.508$ mm. En cada diseño, se ha transformado el perfil obtenido de β y α a dimensiones físicas de la LWA basada en SIW (W_0 y P_1) según el método descrito en [83].

De cada antena simulada, mostraré las estructuras en HFSS y los resultados obtenidos de los parámetros S, la eficiencia de radiación y los diagramas por ambos puertos.

Finalmente, haré una comparativa general de todas las antenas simuladas.

4.1. Red de alimentación y optimización

En este apartado se explica el diseño inicial de la red de alimentación de la antena, que consiste en una transición entre una línea microstrip y una SIW con un taper (ensanchamiento o estrechamiento progresivo) de la microstrip y otro taper de la SIW, como se muestra en la figura 4.1. La optimización de la red de alimentación tiene como objetivo mejorar la adaptación de la antena en el mayor ancho de banda posible en torno a 15 GHz, de modo que la potencia de entrada no se refleje. Los parámetros de la antena que hemos buscado optimizar son los mostrados en la Figura 4.1, a excepción de los parámetros W_{ms} y L_{ms} que tienen unos valores fijos ($W_{ms} = 1.5652$ mm y $L_{ms} = 5$ mm).

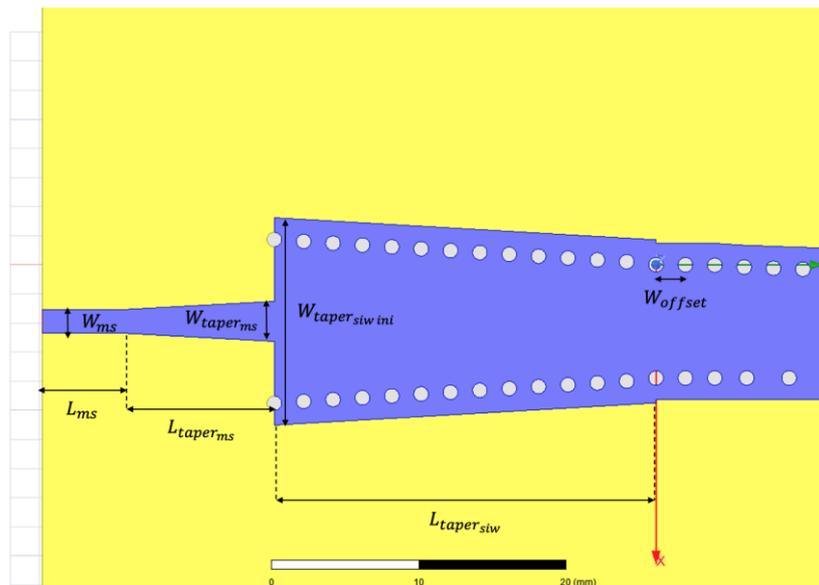


Figura 4.1: Parámetros de optimización de la red de alimentación

El valor de W_{ms} lo hemos obtenido mediante una calculadora online mostrada en la Figura 4.2 [86]. Introduciendo los valores de sustrato, la frecuencia de trabajo (en este caso de 15 GHz) y la impedancia característica que queremos para la línea microstrip ($Z_0 = 50 \Omega$) obtuvimos que $W_{ms} = 1.5652 \text{ mm}$.

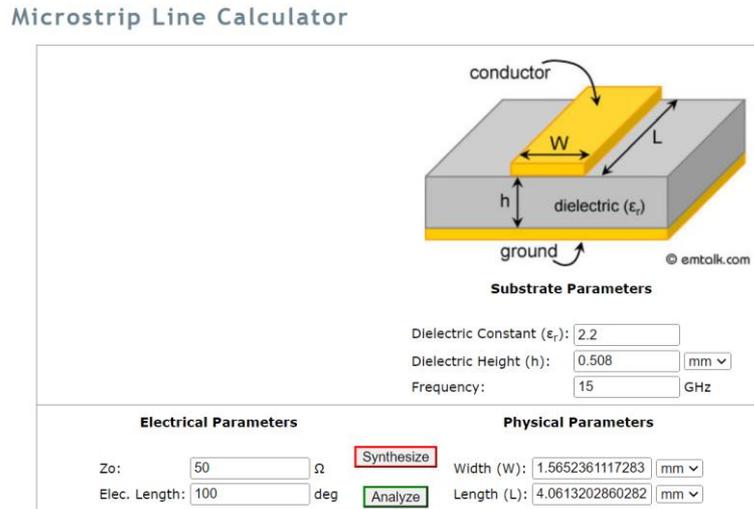


Figura 4.2: Microstrip calculator

Para el diseño de la alimentación en cada caso, hemos usado una herramienta de optimización en HFSS a través de un algoritmo de gradiente Quasi Newton. Este algoritmo lo que hace es ir variando los parámetros de la antena hasta encontrar el coste mínimo para conseguir que los parámetros S estén por debajo de los -10 dB en el mayor ancho de banda posible. La Figura 4.3 nos muestra una gráfica de ejemplo de la evolución del coste de optimización.

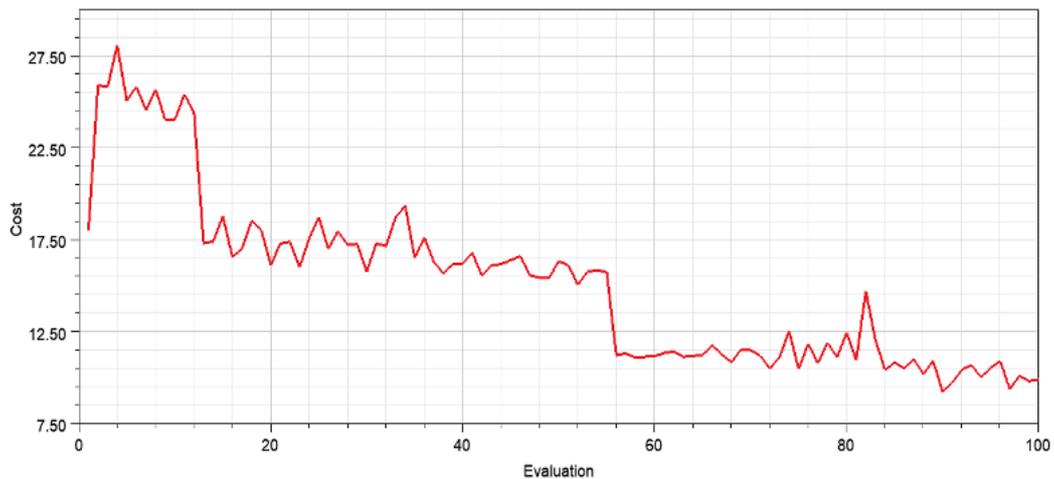


Figura 4.3: Ejemplo de evolución del coste de optimización

A modo de ejemplo de una red de optimización, mostraré los resultados de la antenna no modulada. La estructura en HFSS se muestra en la Figura 4.4.

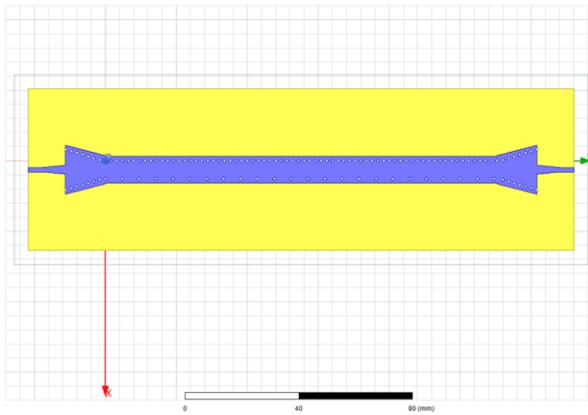


Figura 4.4a: Estructura antenna no modulada

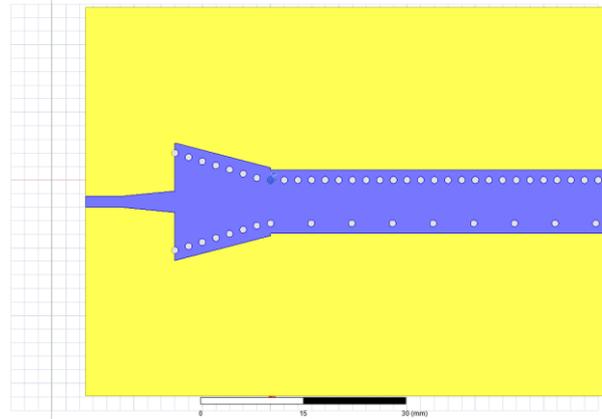


Figura 4.4b: Red de alimentación antenna no modulada

En la Tabla 2 se recogen los valores obtenidos de los parámetros de la antenna con el coste mínimo de optimización.

$L_{taper_{ms}}$	8.084 mm
$W_{taper_{ms}}$	3.168 mm
$L_{taper_{siw}}$	14 mm
$W_{taper_{siw\ ini}}$	14.361 mm
W_{offset}	0.3245 mm

Tabla 2: Parámetros de diseño tras la optimización

Introduciendo los valores obtenidos de los parámetros de la antenna, realizamos la simulación de la antenna para ver cómo son los parámetros S.

En la Figura 4.5 se representan los parámetros S de la antenna no modulada. Observamos que no hay una buena adaptación ya que el S_{11} no está por debajo de los -10 dB, por lo que se reflejará mucha potencia. A 15 GHz, los parámetros S valen: $S_{11} = -5.135\ dB$ y $S_{21} = -13.64\ dB$.

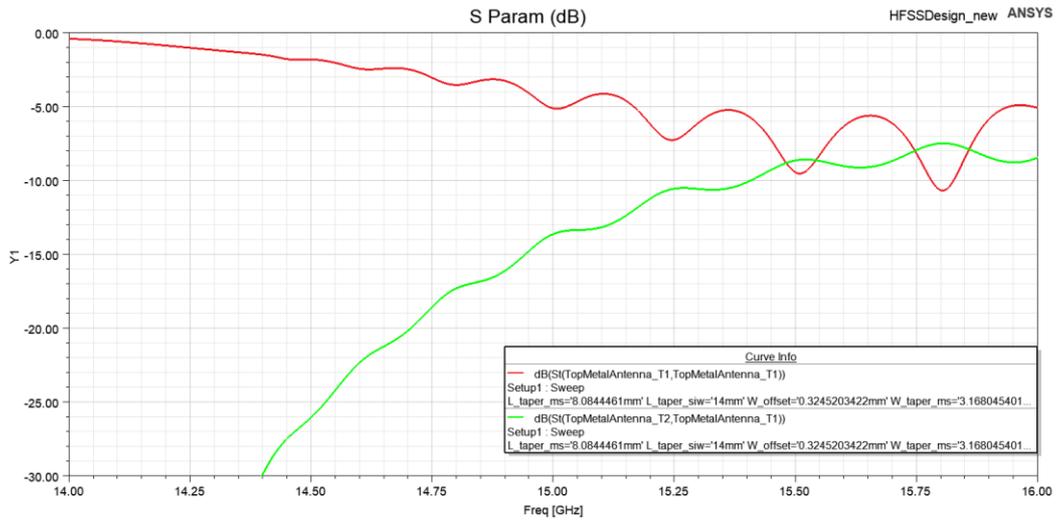


Figura 4.5: Parámetros S de la antena no modulada

Para mejorar la adaptación, se ha hecho una modificación en la red de alimentación consistente en un inset en la entrada de la SIW, como se muestra en la Figura 4.6. Al añadir el inset, ahora tenemos dos parámetros más que optimizar en el diseño: la anchura del inset y su longitud. En la Figura 4.6 se muestran todos los parámetros que se buscan optimizar a excepción de los parámetros W_{ms} y L_{ms} , que como antes, toman los valores $W_{ms} = 1.5652 \text{ mm}$ y $L_{ms} = 5 \text{ mm}$.

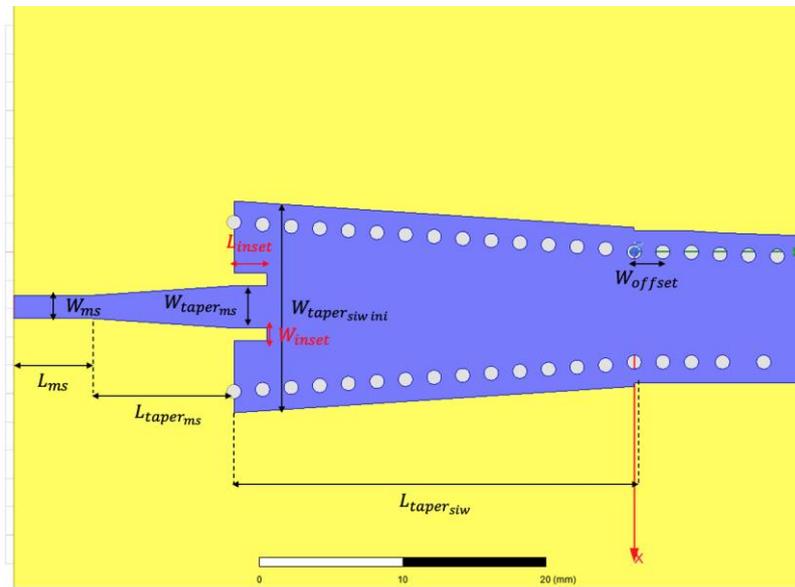


Figura 4.6: Parámetros de optimización de la red de alimentación con inset

En la Figura 4.7 se muestran los parámetros S en el caso de la antena no modulada con inset. Aquí tenemos que el S_{11} disminuye y está por debajo de los -10 dB, con lo cual se consigue mejorar la adaptación con respecto al caso sin inset. A 15 GHz, los parámetros S valen: $S_{11} = -14.5039 \text{ dB}$ y $S_{21} = -9.38 \text{ dB}$.

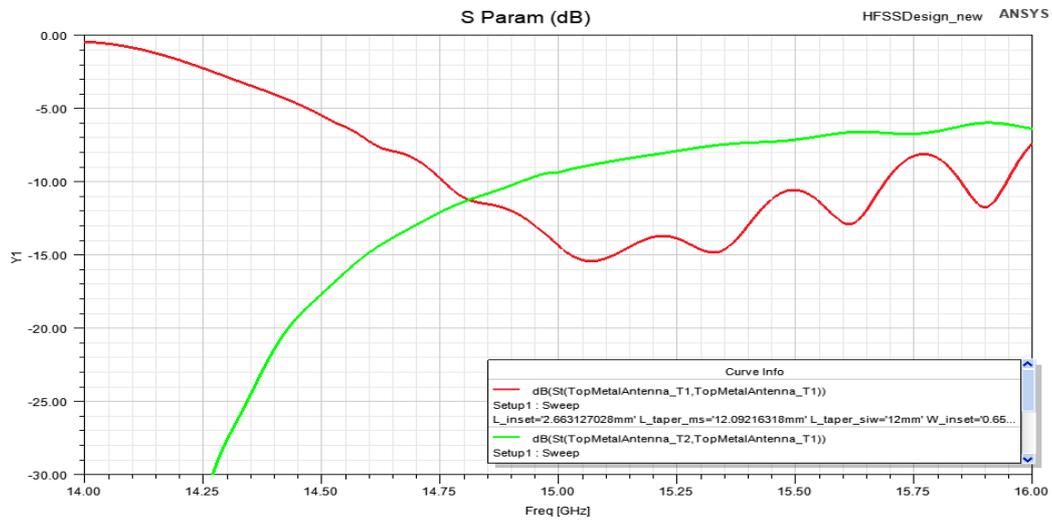


Figura 4.7: Parámetros S de la antena no modulada con inset

Teniendo en cuenta estos resultados, usaremos esta red de adaptación en los diferentes diseños que se simularán en los siguientes apartados.

4.2. Resultados finales de simulación

Una vez decidido el tipo de alimentación y el proceso de optimización, se pueden simular las estructuras finales para comparar su comportamiento con los resultados teóricos. Las simulaciones se han realizado en un ancho de banda de 2 GHz alrededor de la frecuencia de 15 GHz y con los diseños con eficiencias de radiación del 90% y 95%. En los siguientes apartados se muestran las estructuras de las antenas y los resultados obtenidos.

4.2.1. Antena no modulada

4.2.1.1. Eficiencia de radiación del 90%

La Figura 4.8 muestra la estructura de la antena no modulada en HFSS. En este caso hemos usado los siguientes valores de parámetros $W_0 = 6.3951 \text{ mm}$ y $P_1 = 5.93 \text{ mm}$. Estos valores se mantienen constantes en toda la estructura debido a que la antena no está modulada.

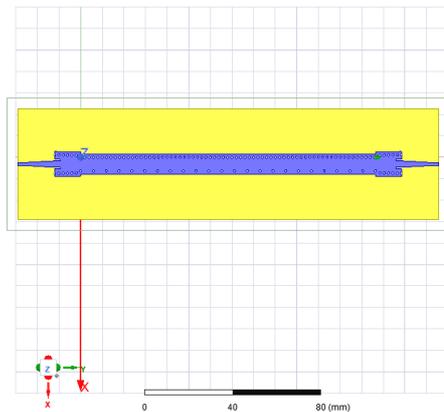


Figura 4.8a: Estructura antena no modulada

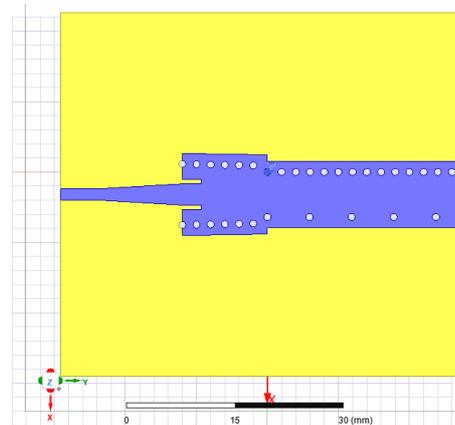


Figura 4.8b: Red de alimentación antena no modulada

La Tabla 3 recoge los valores obtenidos de los parámetros de la antena después de realizar la optimización:

$L_{taper_{ms}}$	12.092 mm
$W_{taper_{ms}}$	3.0178 mm
$L_{taper_{siw}}$	12 mm
$W_{taper_{siw\ ini}}$	8.66 mm
W_{offset}	0.9224 mm
L_{inset}	2.663 mm
W_{inset}	0.6512 mm

Tabla 3: Parámetros de diseño tras la optimización

Introducimos estos valores en el diseño de la antena y realizamos la simulación para ver como son los parámetros S, la eficiencia de radiación y los diagramas de la antena.

En la Figura 4.9 se representan los parámetros S de la antena (ya mostrados en el apartado 4.1). Se puede observar que el S_{21} aumenta conforme aumenta la frecuencia, luego la potencia que llega al puerto de salida también aumentará con la frecuencia. Este comportamiento es típico en LWAs, con una reducción de la tasa de radiación al aumentar la frecuencia. A 15 GHz tenemos que los parámetros valen: $S_{11} = -14.36\text{ dB}$ y $S_{21} = -9.38\text{ dB}$ y el ancho de banda de adaptación (con S_{11} por debajo de -10 dB) es de 0.95 GHz (14.75 – 15.7 GHz). Más adelante veremos cómo esta adaptación mejora al modular la antena, es decir, el S_{11} va a estar por debajo de -10 dB en un ancho de banda mayor cuando se modula la estructura. Esto ocurre debido a que, cuando modulamos la estructura, tenemos que la separación entre postes de la fila de abajo (P_1) varía, haciendo que el cambio entre la SIW cerrada de la alimentación y la parte radiante sea más progresiva y por eso hay una mejor adaptación. En el caso de la antena no modulada P_1 no cambia, luego la transición de una SIW que no radia a una SIW que radia es más brusca, por lo que es más difícil conseguir una buena adaptación.

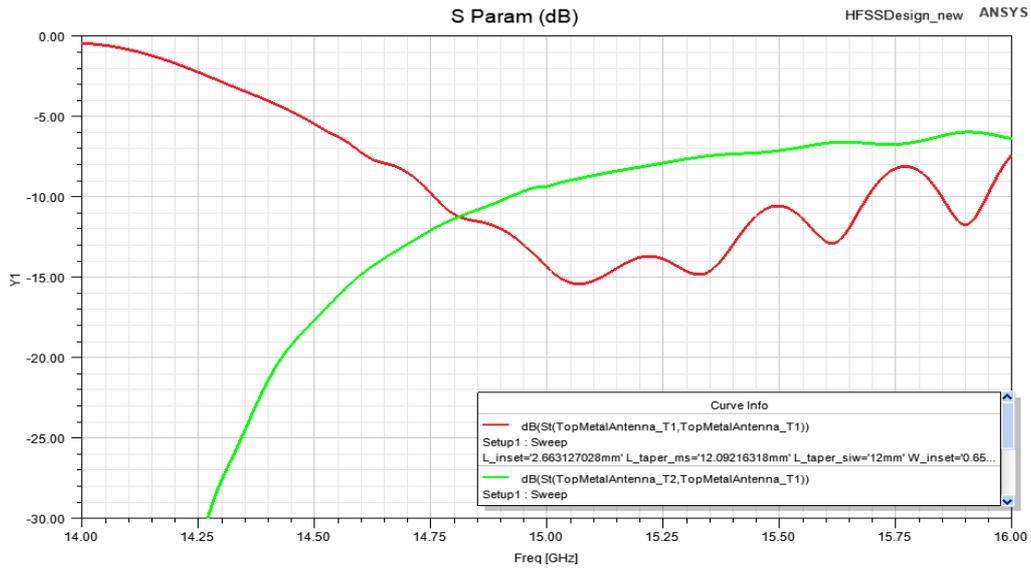


Figura 4.9: Parámetros S de la antena no modulada

En la Figura 4.10 podemos ver la eficiencia de la antena. Observamos que el máximo de eficiencia es del 76.74% a la frecuencia de 15 GHz (nuestra frecuencia de trabajo). Esta eficiencia es más baja que la esperada del 90% del proceso de diseño. Aunque existe buena adaptación a 15 GHz, esta diferencia puede ser debida a dos motivos: 1) en los diseños teóricos no hemos tenido en cuenta las pérdidas dieléctricas en el material del sustrato, mientras que en las simulaciones en HFSS sí se consideran y 2) la tasa de radiación estimada en las simulaciones teóricas con la separación entre postes P_1 es más baja que la que se consigue realmente. En cualquier caso, esto no va a modificar significativamente los diagramas, que es lo que queremos comparar con otros diseños.

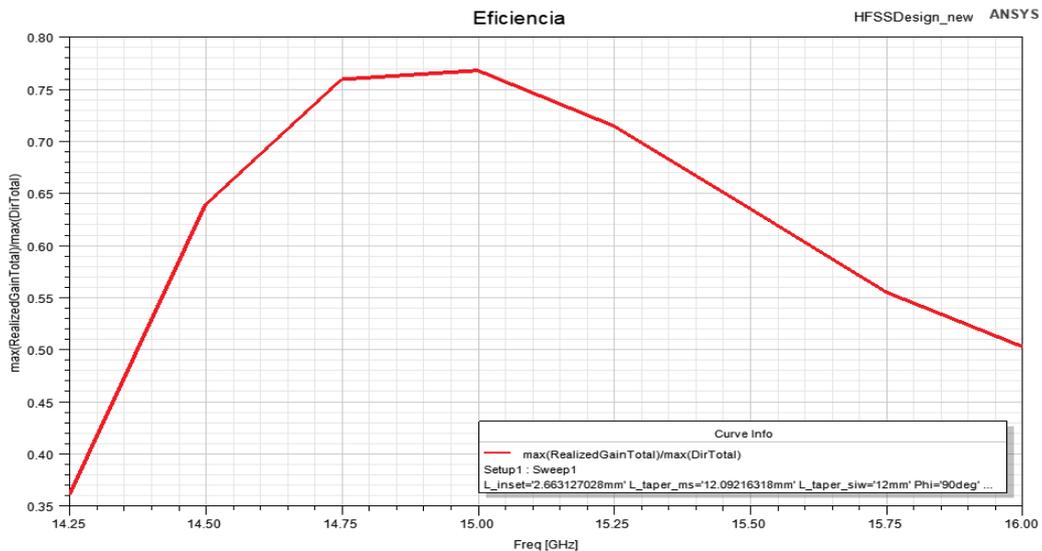


Figura 4.10: Eficiencia de radiación de la antena no modulada

En la Figura 4.11 se representan los diagramas cuando transmitimos potencia del puerto 1 al 2 para las frecuencias 14.25 GHz, 14.5 GHz, 14.75 GHz, 15 GHz, 15.25 GHz, 15.5 GHz, 15.75 GHz y 16 GHz. Vemos cómo se produce un escaneo de la dirección de radiación al cambiar la frecuencia. Este comportamiento dispersivo es el esperado en LWAs donde se aprecia el cambio de radiación, desde 13° a 14.25 GHz hasta 48° a 16 GHz. También se aprecia como el nivel del lóbulo secundario se mantiene estable sobre -10 dB con respecto al lóbulo principal.

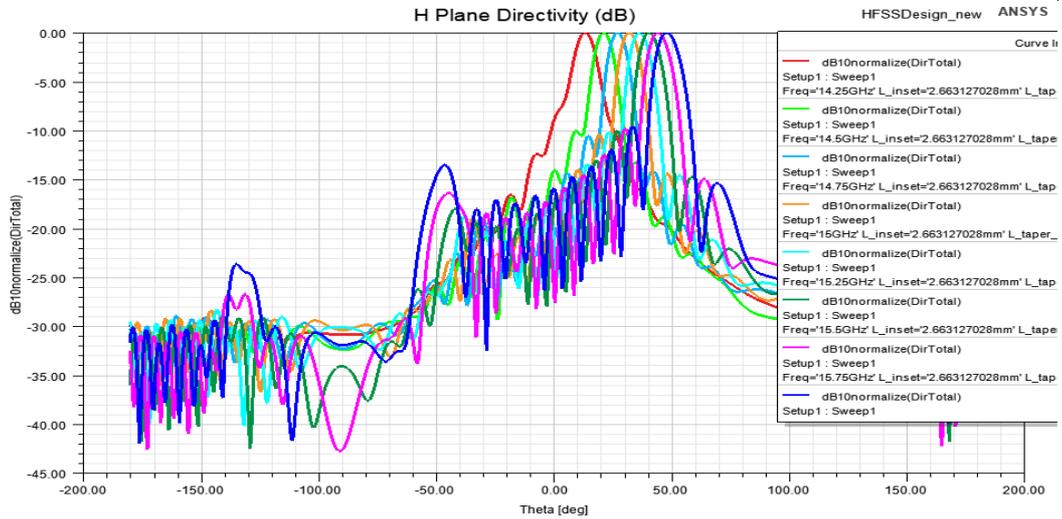


Figura 4.11: Diagramas cuando transmitimos del puerto 1 al 2

En la Figura 4.12 hemos representado solo el diagrama para 15 GHz. Obtenemos que $\theta_{rad} = 31.5^\circ$, $SLL = -10.42 \text{ dB}$ y $\Delta\theta_{-3dB} = 9^\circ$.

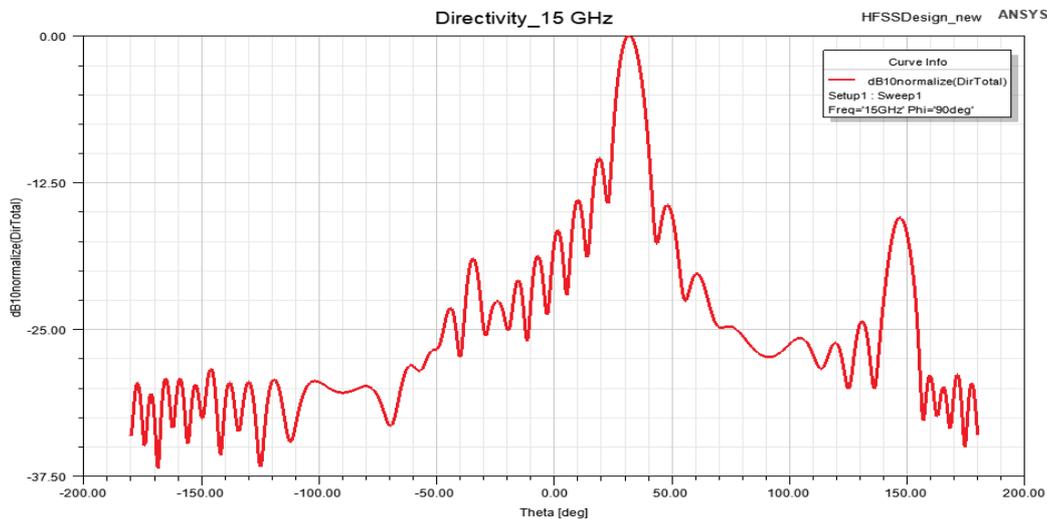


Figura 4.12: Diagrama cuando transmitimos del puerto 1 al 2 para 15 GHz

La Figura 4.13 muestra los diagramas de la antena cuando se transmite potencia del puerto 2 al 1 para las frecuencias 14.25 GHz, 14.5 GHz, 14.75 GHz, 15 GHz, 15.25 GHz, 15.5 GHz, 15.75 GHz y 16 GHz. Observamos que estos diagramas son simétricos con respecto a los mostrados en la Figura 4.11, de modo que la antena no modulada muestra un comportamiento simétrico. El objetivo es conseguir un comportamiento similar, pero bajando el nivel de los lóbulos secundarios.

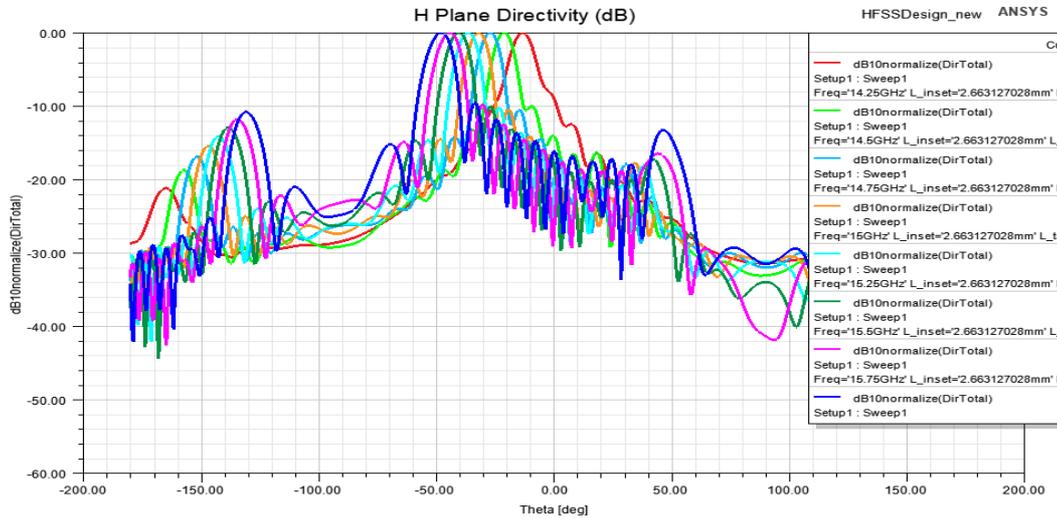


Figura 4.13: Diagramas cuando transmitimos del puerto 2 al 1

En la Figura 4.14 hemos representado solo el diagrama para 15 GHz. Obtenemos que $\theta_{rad} = -31.5^\circ$, $SLL = -10.42 \text{ dB}$ y $\Delta\theta_{-3dB} = 9^\circ$. Si comparamos el diagrama obtenido con el de la Figura 4.12, vemos nuevamente que son simétricos.

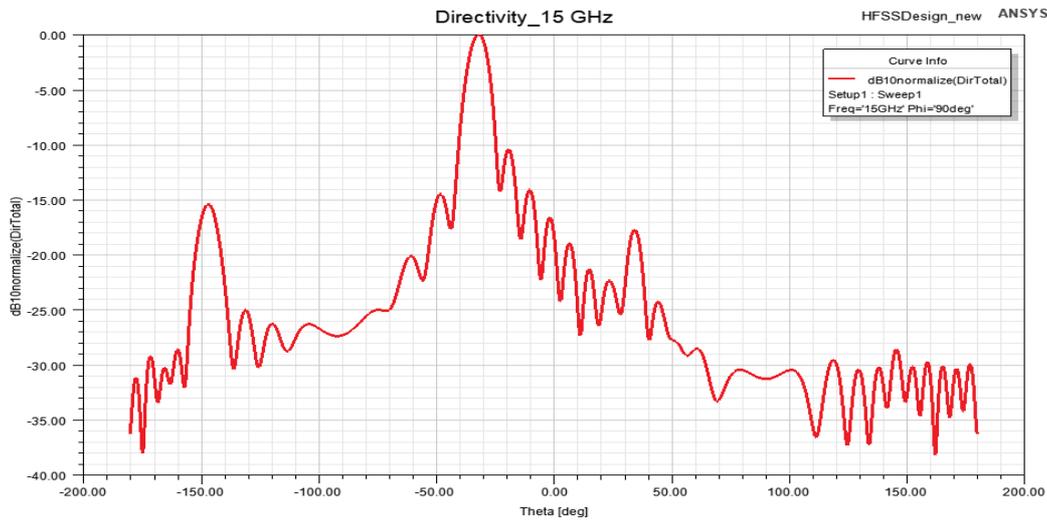


Figura 4.14: Diagrama cuando transmitimos del puerto 2 al 1 para 15 GHz

4.2.1.2. Eficiencia de radiación del 95%

En la Figura 4.15 se muestra la estructura de la antena no modulada en HFSS. En este caso hemos empleado los siguientes valores de parámetros: $W_0 = 6.2174 \text{ mm}$ y $P_1 = 6.198 \text{ mm}$. Al igual que en el caso anterior, aquí también toman valores constantes debido a que la antena no está modulada.

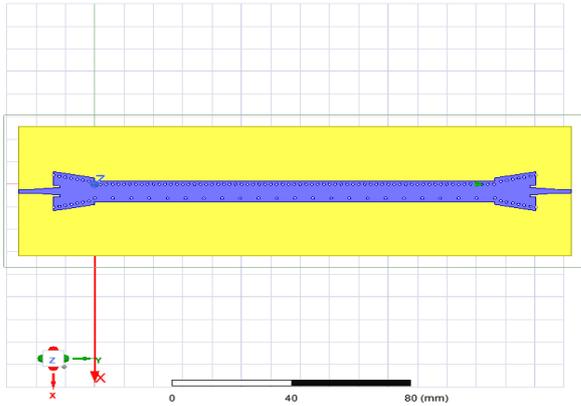


Figura 4.15a: Estructura antena no modulada

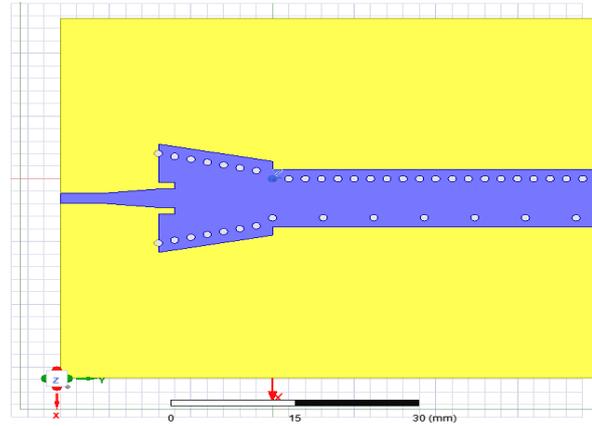


Figura 4.15b: Red de alimentación antena no modulada

La Tabla 4 recoge los valores obtenidos de los parámetros de la antena después de realizar la optimización:

$L_{taper_{ms}}$	6.9366 mm
$W_{taper_{ms}}$	2.9473 mm
$L_{taper_{siw}}$	14 mm
$W_{taper_{siw\ ini}}$	14.288 mm
W_{offset}	1.2836 mm
L_{inset}	1.969 mm
W_{inset}	1.0667 mm

Tabla 4: Parámetros de diseño tras la optimización

Introducimos estos valores en el diseño de la antena y realizamos la simulación para ver como son los parámetros S, la eficiencia de radiación y los diagramas de la antena.

En la Figura 4.16 se representan los parámetros S de la antena. A 15 GHz, tenemos que los parámetros valen: $S_{11} = S_{21} = -11.58 \text{ dB}$. Si comparamos estos resultados con los de la Figura 4.11 (donde se muestran los parámetros S en el caso del 90% de eficiencia), vemos que aquí tenemos una adaptación peor, es decir, el S_{11} es más alto debido a que, al tener más eficiencia, los postes de la fila de abajo tienen que estar más separados (mayor P_1), luego el cambio de una SIW que no radia a una SIW que radia es todavía más brusco que en el caso del 90% de eficiencia. El ancho de banda de adaptación es de 0.67 GHz (14.93 – 15.6 GHz).

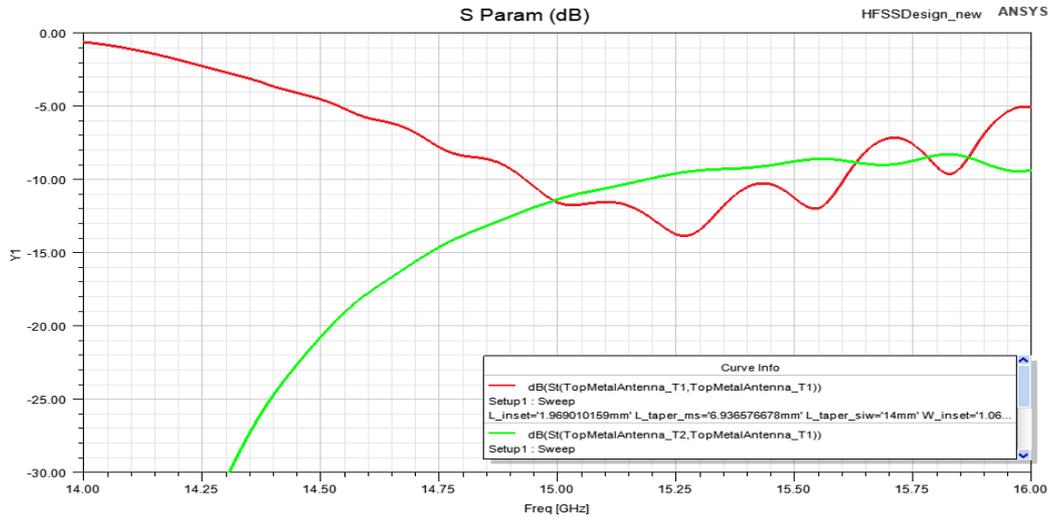


Figura 4.16: Parámetros S de la antena no modulada

En la Figura 4.17 podemos ver la eficiencia de la antena. Podemos ver que el máximo de eficiencia es del 79.28% a 15 GHz. En este caso tenemos que la eficiencia es mayor que la obtenida en la Figura 4.10 (donde se muestra la eficiencia de radiación para el 90%), pero no aumenta un 5% como es esperado. Esto se debe a una peor adaptación.

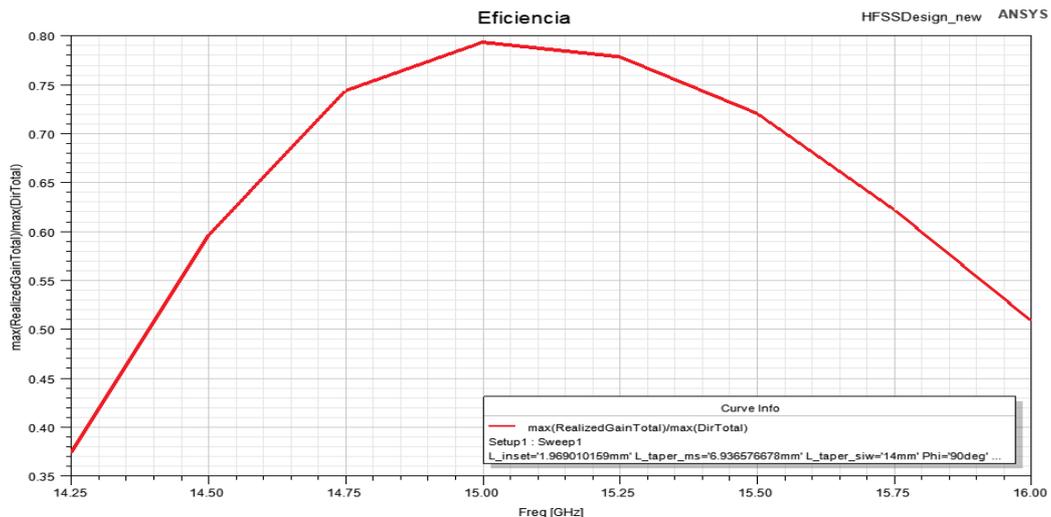


Figura 4.17: Eficiencia de radiación de la antena no modulada

En la Figura 4.18 están representados los diagramas cuando transmitimos potencia del puerto 1 al 2 para las frecuencias 14.25 GHz, 14.5 GHz, 14.75 GHz, 15 GHz, 15.25 GHz, 15.5 GHz, 15.75 GHz y 16 GHz. El escaneo obtenido es muy similar al caso anterior, de 15° a 49° en este caso.

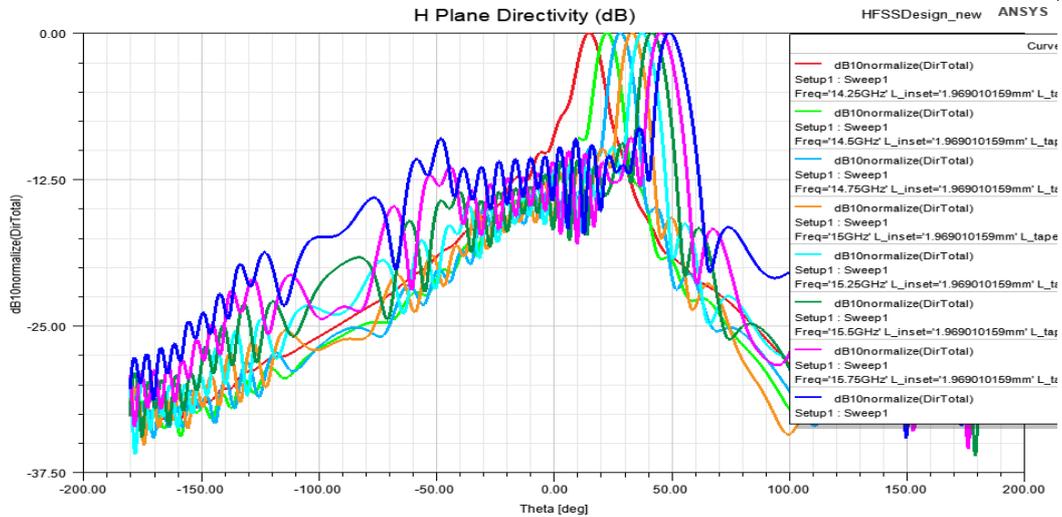


Figura 4.18: Diagramas cuando transmitimos del puerto 1 al 2

En la Figura 4.19 hemos representado solo el diagrama para 15 GHz. Obtenemos que $\theta_{rad} = 33^\circ$, $SLL = -9.90\text{ dB}$ y $\Delta\theta_{-3dB} = 9^\circ$.

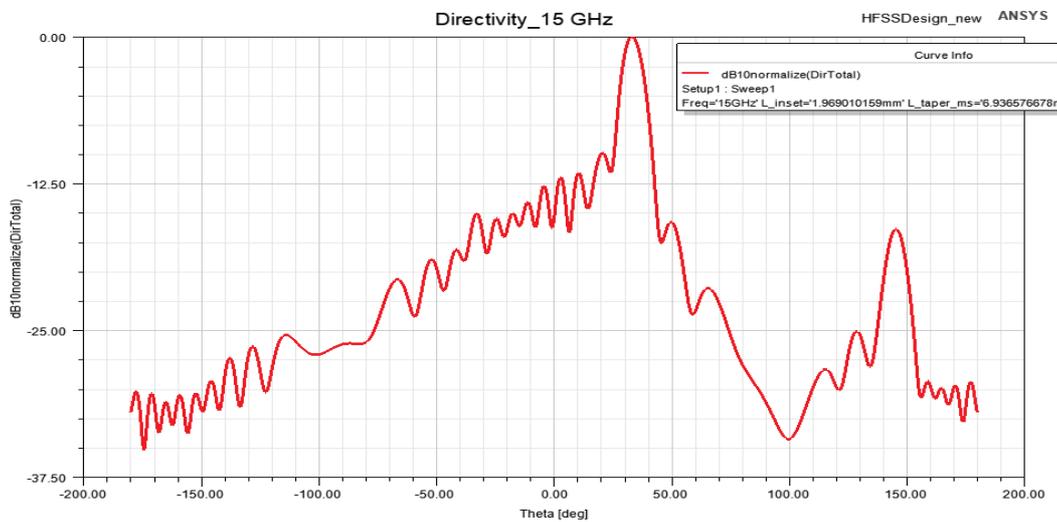


Figura 4.19: Diagrama cuando transmitimos del puerto 1 al 2 para 15 GHz

La Figura 4.20 muestra los diagramas de la antena cuando se transmite potencia del puerto 2 al 1 para las frecuencias 14.25 GHz, 14.5 GHz, 14.75 GHz, 15 GHz, 15.25 GHz, 15.5 GHz, 15.75 GHz y 16 GHz.

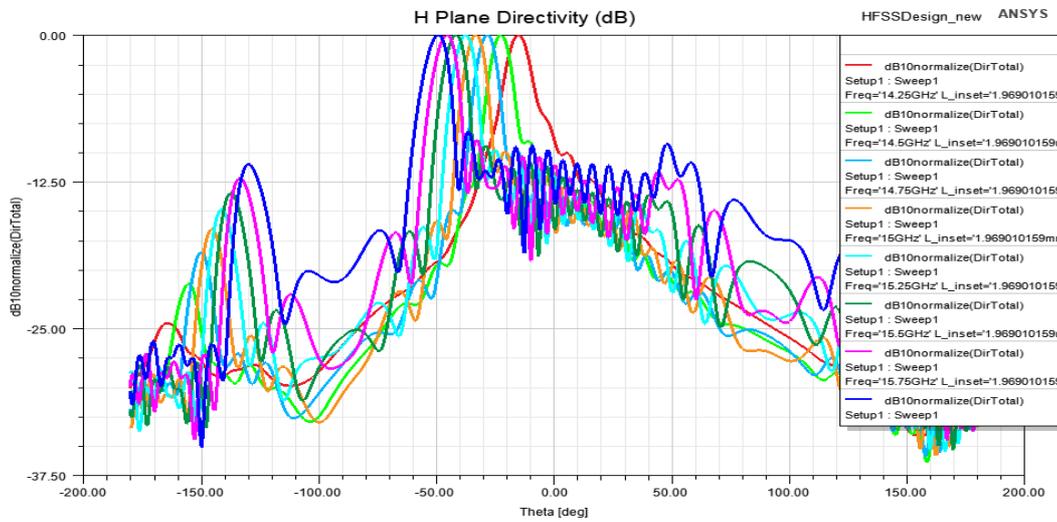


Figura 4.20: Diagramas cuando transmitimos del puerto 2 al 1

En la Figura 4.21 hemos representado solo el diagrama para 15 GHz. Obtenemos que $\theta_{rad} = 33^\circ$, $SLL = -9.90\text{ dB}$ y $\Delta\theta_{-3dB} = 9^\circ$. Del mismo modo que antes, los diagramas son simétricos con respecto a los conseguidos alimentando por el puerto 1.

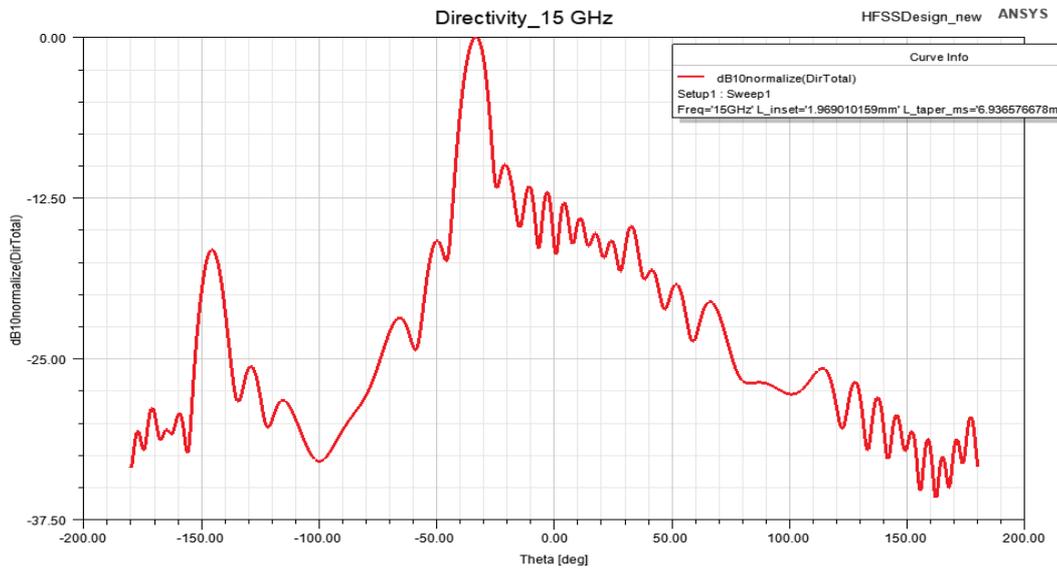


Figura 4.21: Diagrama cuando transmitimos del puerto 2 al 1 para 15 GHz

4.2.2. Antena con modulación coseno

4.2.2.1. Eficiencia de radiación del 90%

Una vez aplicada la modulación de la Figura 2.12, obtenemos una gráfica en Matlab de como varían los parámetros W y P a lo largo de la longitud de la antena según el método descrito en [83]. Estos valores se muestran en la Figura 4.22, donde se observa que P puede variar entre 2 mm y 6.883 mm, mientras que W varía entre 5.618 mm y 7.782 mm. En Matlab se genera automáticamente un script usado para crear la estructura de la antena en HFSS. En la Figura 4.23 se muestra esta estructura

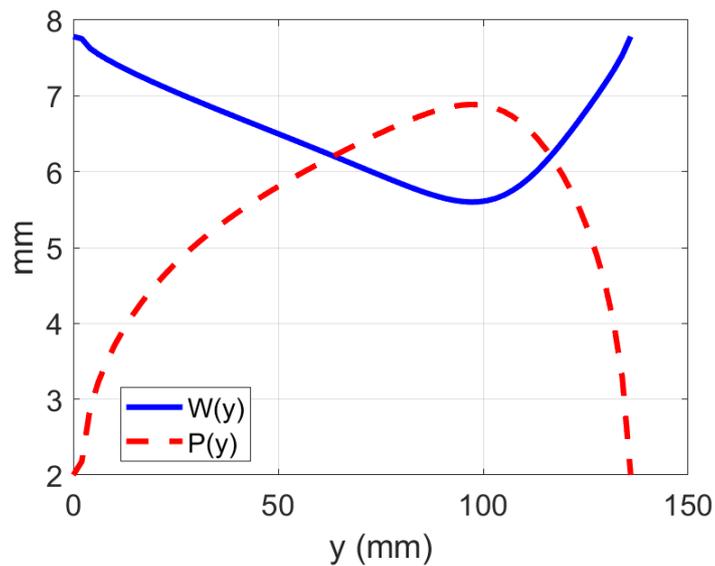


Figura 4.22: Parámetros W y P del diseño con modulación coseno y eficiencia del 90%

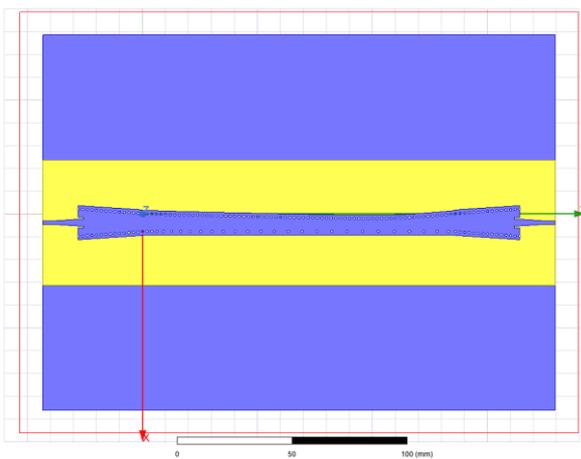


Figura 4.23a: Estructura antena con modulación coseno

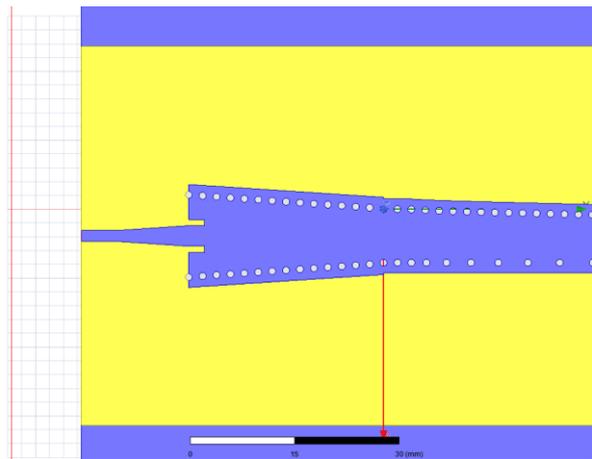


Figura 4.23b: Red de alimentación antena con modulación coseno

La Tabla 5 recoge los valores obtenidos de los parámetros de la antena después de realizar la optimización:

$L_{taper_{ms}}$	10.41 mm
$W_{taper_{ms}}$	2.985 mm
$L_{taper_{siw}}$	28 mm
$W_{taper_{siw}}$	11.94 mm
W_{offset}	0.2214 mm
L_{inset}	2.2895 mm
W_{inset}	0.8898 mm

Tabla 5: Parámetros de diseño tras la optimización

Introduciendo los valores obtenidos, hemos simulado la antena para obtener los parámetros S, la eficiencia de radiación y los diagramas por ambos puertos.

Hemos representado los parámetros S en la figura 4.24. Observamos como el S_{21} aumenta conforme aumenta la frecuencia, esto significa que la potencia radiada disminuirá. A la frecuencia de 15 GHz, tenemos que $S_{11} = -10.16 \text{ dB}$ y el $S_{21} = -11.04 \text{ dB}$. En este caso tenemos que el ancho de banda de aceptación es de 1.28 GHz (14.38 – 15.66 GHz), que es mayor que el conseguido con la antena no modulada por el cambio progresivo entre la línea de alimentación y la parte radiante, como se ha explicado anteriormente.

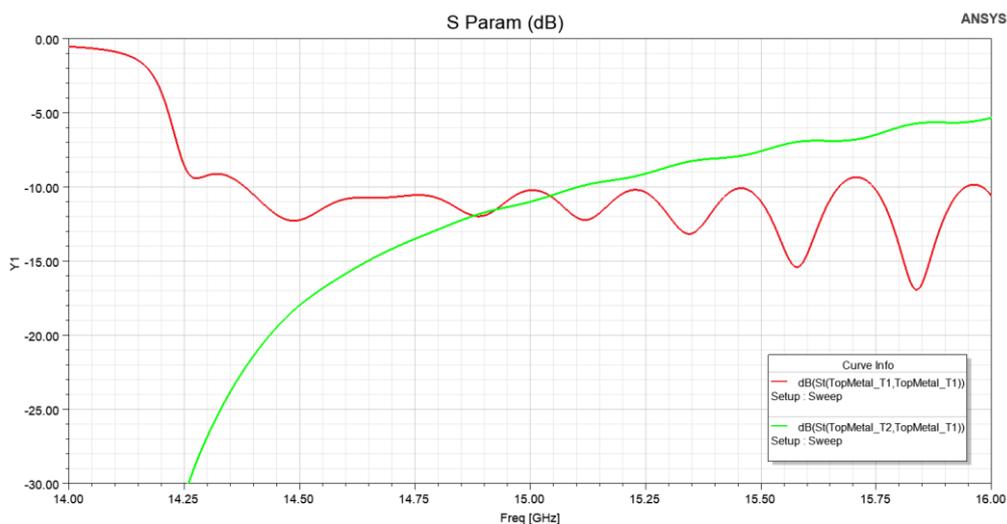


Figura 4.24: Parámetros S de la antena con modulación coseno

En la Figura 4.25 tenemos la eficiencia de la antena. Vemos que disminuye con la frecuencia ya que, tal y como vimos en la Figura 4.26, la potencia transmitida al puerto de salida aumenta con la frecuencia, luego la potencia radiada irá disminuyendo. El máximo de eficiencia se encuentra a la frecuencia de 14.5 GHz y es del 82.20%. A 15 GHz la eficiencia de radiación es del 73.72%.

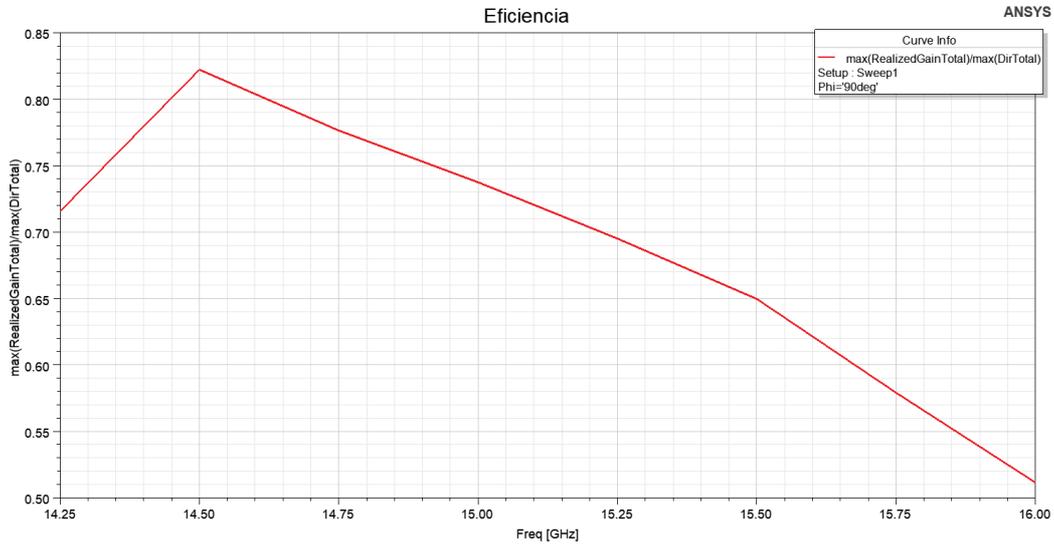


Figura 4.25: Eficiencia de radiación de la antena con modulación coseno

En la figura 4.26 se representan los diagramas de la antena cuando se transmite potencia del puerto 1 al 2 para las frecuencias de 14.25 GHz, 14.5 GHz, 14.75 GHz, 15 GHz, 15.25 GHz, 15.5 GHz, 15.75 GHz y 16 GHz. Se consigue un escaneo entre 10° para 14.25 GHz y 48° para 16 GHz, muy similar al caso anterior.

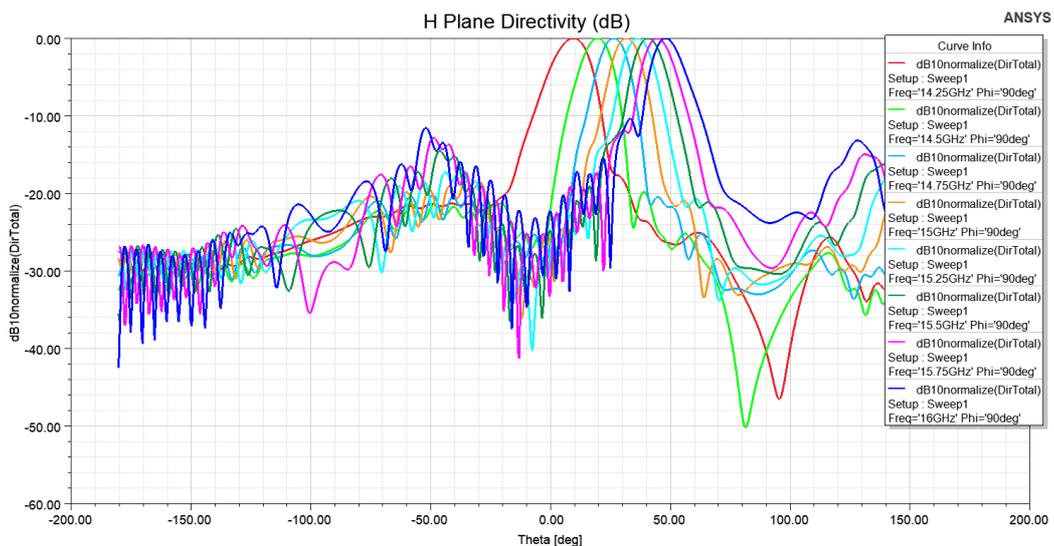


Figura 4.26: Diagramas cuando transmitimos del puerto 1 al 2

En la figura 4.27 hemos representado solo el diagrama a 15 GHz. Obtenemos que $\theta_{rad} = 31.5^\circ$, $SLL = -18.14 \text{ dB}$ y $\Delta\theta_{-3dB} = 11.5^\circ$. Se puede observar que el SLL ha bajado con respecto a las antenas sin modular, donde obtuvimos que $SLL = -10.42 \text{ dB}$.

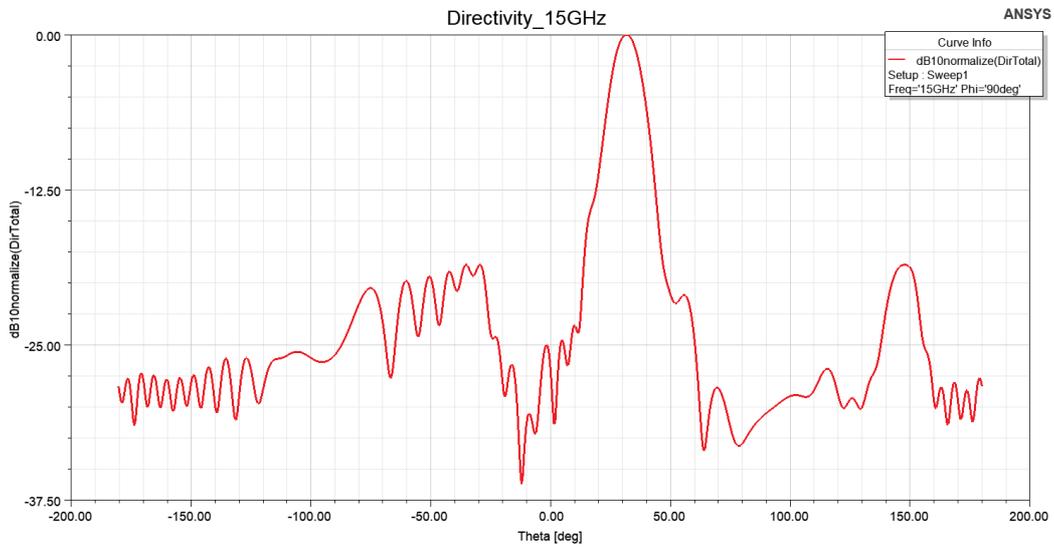


Figura 4.27: Diagrama cuando transmitimos del puerto 1 al 2 para 15 GHz

En la figura 4.28 están representados los diagramas, pero en este caso cuando transmitimos potencia del puerto 2 al 1 para las frecuencias 14.25 GHz, 14.5 GHz, 14.75 GHz, 15 GHz, 15.25 GHz, 15.5 GHz, 15.75 GHz y 16 GHz. Aquí tenemos que el escaneo cambia, en este caso va de -14.5° para 14.25 GHz hasta -48.5° para 16 GHz. Además, si lo comparamos con la Figura 4.26, vemos que los diagramas no son simétricos.

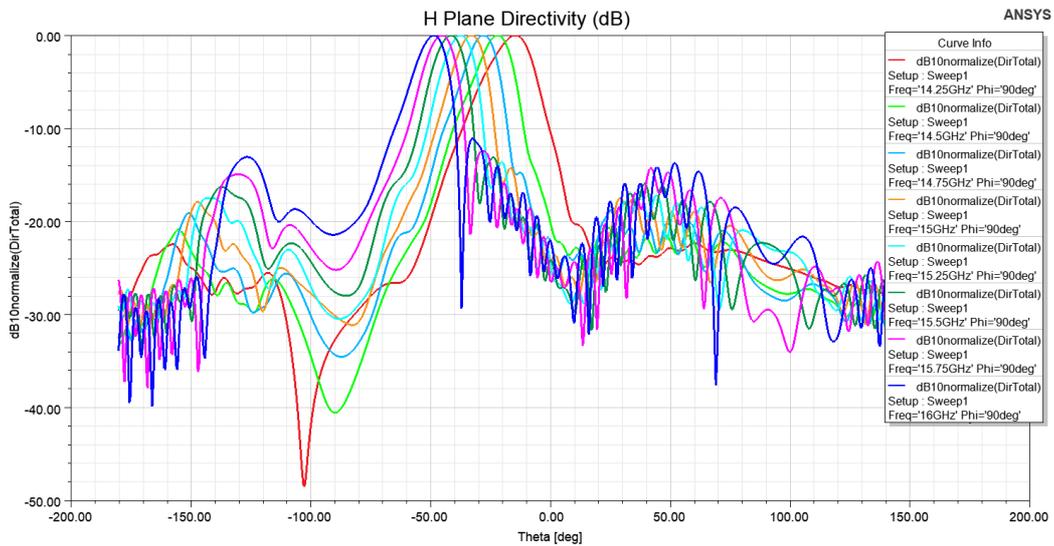


Figura 4.28: Diagramas cuando transmitimos del puerto 2 al 1

La Figura 4.29 muestra el diagrama a 15 GHz al alimentar por el puerto 2. Tenemos que $\theta_{rad} = -32.5^\circ$, $SLL = -14.14 \text{ dB}$ y $\Delta\theta_{-3dB} = 11.5^\circ$. Al no tener una estructura simétrica, el diagrama no presenta simetría con respecto al obtenido cuando alimentamos por el puerto 1, teniendo un SLL diferente.

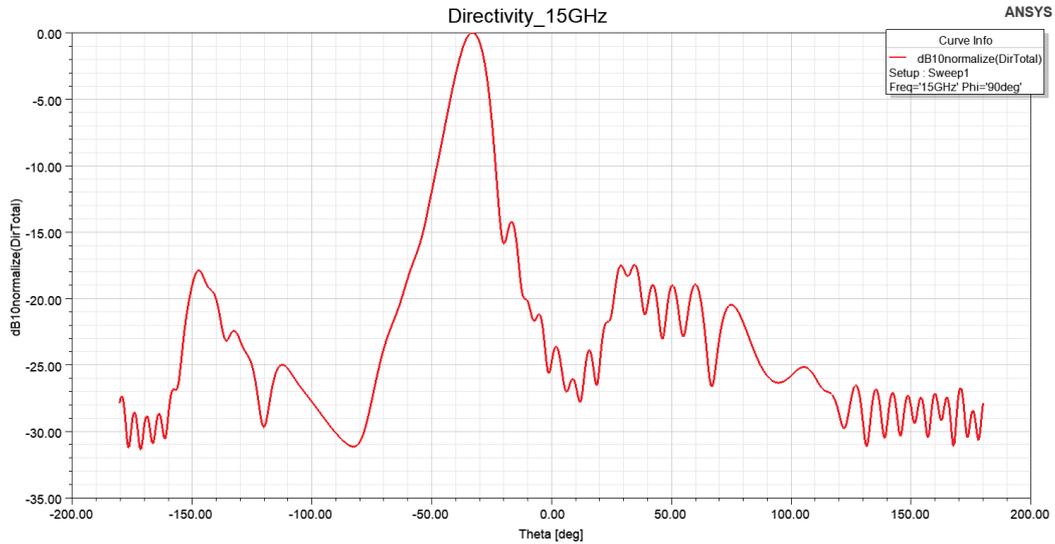


Figura 4.29: Diagrama cuando transmitimos del puerto 2 al 1 para 15 GHz

En la Figura 4.30 hacemos una comparación de los resultados obtenidos con Matlab y HFSS. El θ_{rad} apenas cambia (pasamos de 30° en Matlab a 31.5° en HFSS) y el $\Delta\theta_{-3dB}$ es prácticamente el mismo (en Matlab es de 11.61° y en HFSS de 11.5°), sin embargo, sí que hay una diferencia en el SLL, pasamos de un $SLL = -23 \text{ dB}$ en Matlab a un $SLL = -18.53 \text{ dB}$ en HFSS para el puerto 1 y -14.14 dB para el puerto 2.

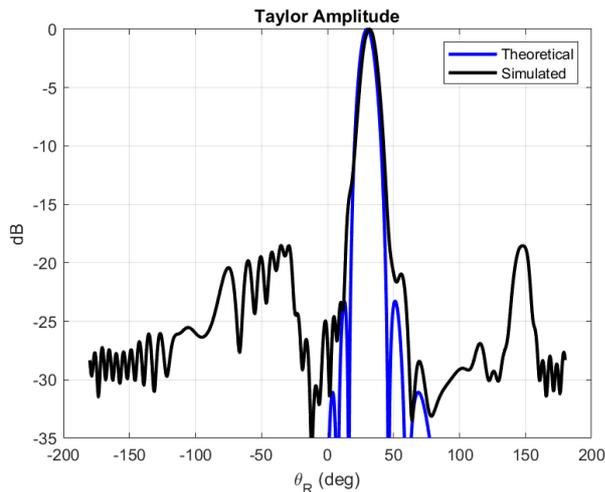


Figura 4.30a: Comparativa de los diagramas de del puerto 1 al 2 de Matlab (azul) y HFSS (negro) para 15 GHz

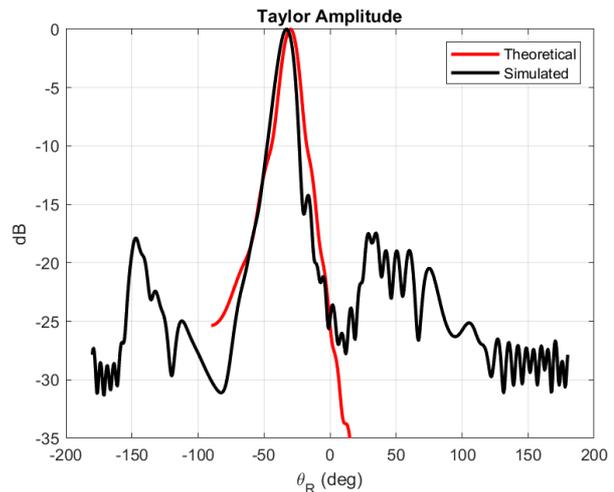


Figura 4.30b: Comparativa de los diagramas del puerto 2 al 1 de Matlab (rojo) y HFSS (negro) para 15 GHz

4.2.2.2. Eficiencia de radiación del 95%

En Matlab se obtienen los valores de W y P en toda la longitud de la antena cuando aplicamos la modulación de la Figura 2.18. En la Figura 4.31 se muestran estos valores, donde observamos que P varía entre 2 mm y 7.463 mm, mientras que W varía entre 5 mm y 7.78 mm. La figura 4.32 muestra la estructura de la antena en HFSS.

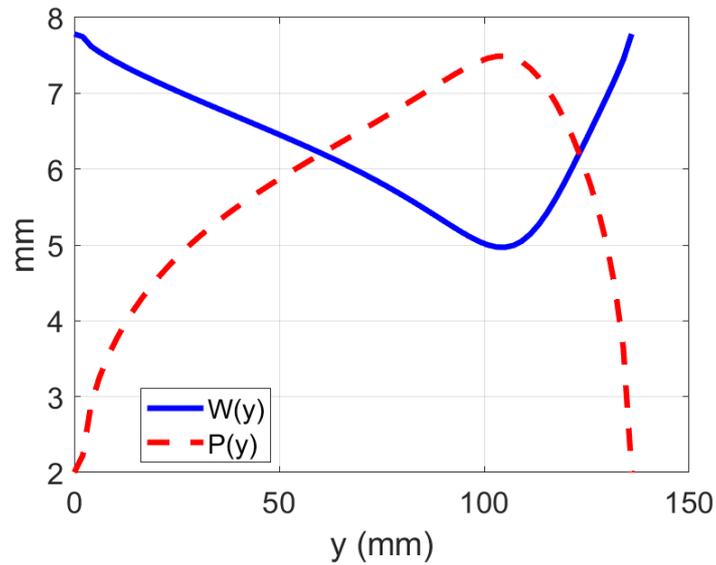


Figura 4.31: Parámetros W y P del diseño con modulación coseno y eficiencia del 95%

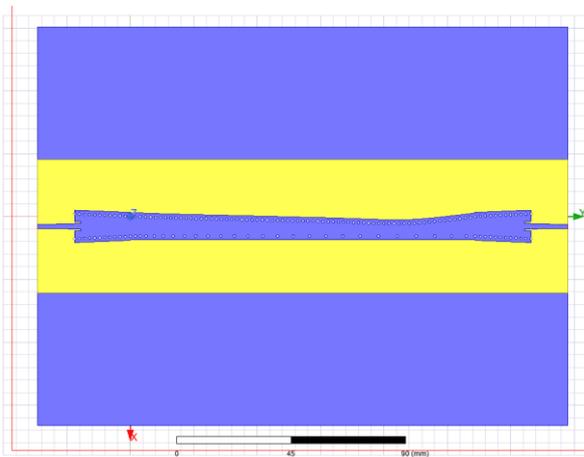


Figura 4.32a: Estructura antena con modulación coseno

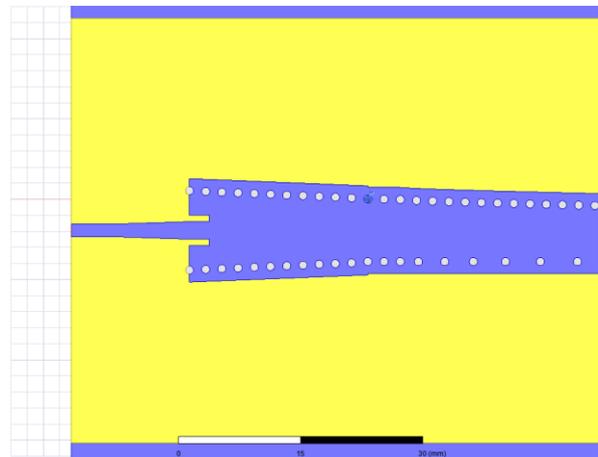


Figura 4.32b: Red de alimentación antena con modulación coseno

La Tabla 6 recoge los valores obtenidos de los parámetros de la antena después de realizar la optimización:

$L_{taper_{ms}}$	19.553 mm
$W_{taper_{ms}}$	2.176 mm
$L_{taper_{siw}}$	22 mm
$W_{taper_{siw}}$	9.8814 mm
W_{offset}	0.1585 mm
L_{inset}	2.4669 mm
W_{inset}	0.7897 mm

Tabla 6: Parámetros de diseño tras la optimización

Introduciendo los valores obtenidos, hemos simulado la antena para obtener los parámetros S, la eficiencia de radiación y los diagramas por ambos puertos.

En la Figura 4.33 se muestran los parámetros S de la antena. A 15 GHz los parámetros S valen $S_{21} = -12.70 \text{ dB}$ y $S_{11} = -11.09 \text{ dB}$. En este caso el ancho de banda de adaptación es de 1.3 GHz (14.25 – 15.55 GHz).

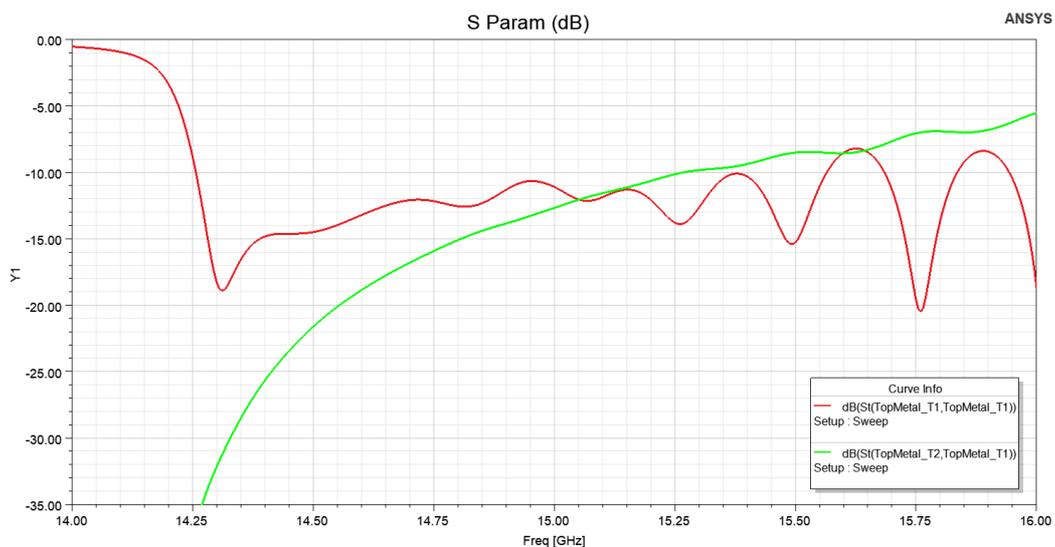


Figura 4.33: Parámetros S de la antena con modulación coseno

La eficiencia de la antena en función de la frecuencia se muestra en la Figura 4.34. El máximo de eficiencia es del 85.87% a la frecuencia de 14.50 GHz. A partir de esta frecuencia, la eficiencia va disminuyendo ya que se reduce la tasa de radiación. A 15 GHz tenemos que la eficiencia de radiación es del 78.36%, un poco menos de un 5% superior al caso anterior.

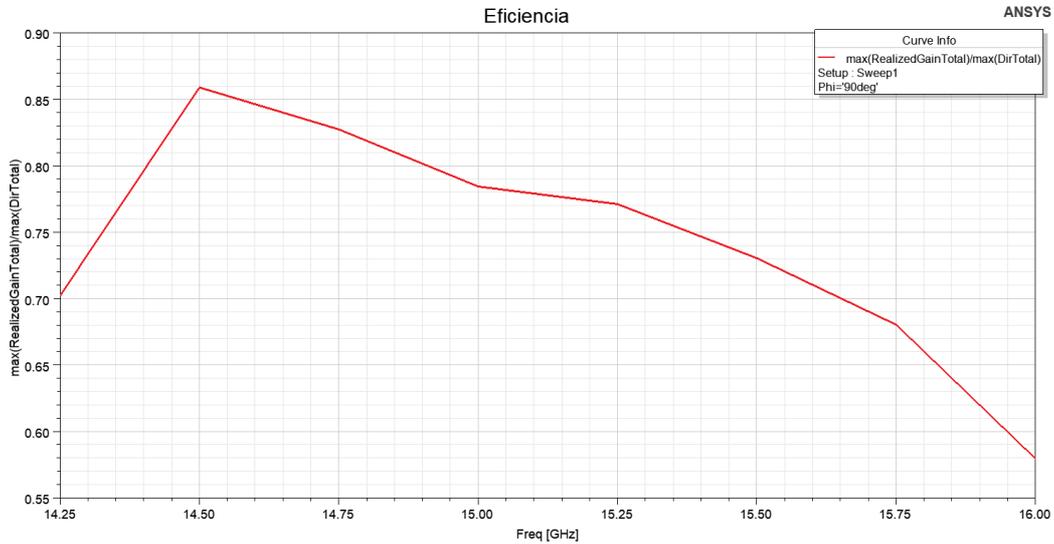


Figura 4.34: Eficiencia de radiación de la antena con modulación coseno

En la figura 4.35 aparecen los diagramas de la antena a las frecuencias 14.25 GHz, 14.5 GHz, 14.75 GHz, 15 GHz, 15.25 GHz, 15.5 GHz, 15.76 GHz y 16 GHz, mostrando un escaneo de 9° a 50°.

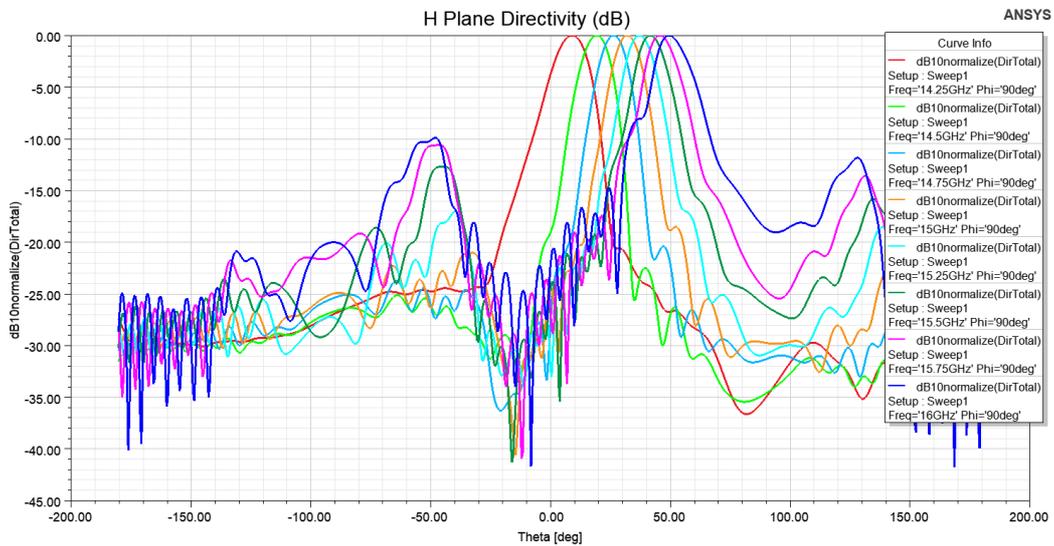


Figura 4.35: Diagramas cuando transmitimos del puerto 1 al 2

Para la frecuencia de 15 GHz, el diagrama es el mostrado en la Figura 4.36. En este caso tenemos que $\theta_{rad} = 32^\circ$, $SLL = -18.40 \text{ dB}$ y $\Delta\theta_{-3dB} = 12^\circ$.

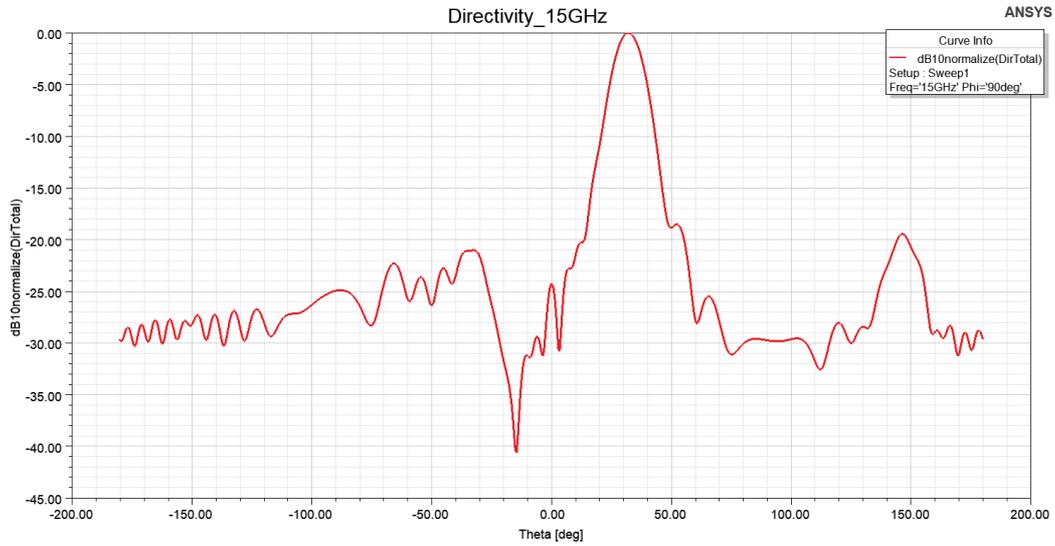


Figura 4.36: Diagrama cuando transmitimos del puerto 1 al 2 para 15 GHz

La Figura 4.37 se representan los diagramas de la antena, pero en este caso cuando se transmite potencia del puerto 2 al 1 y a las frecuencias 14.25 GHz, 14.5 GHz, 14.75 GHz, 15 GHz, 15.25 GHz, 15.5 GHz, 15.75 GHz y 16 GHz. Aquí el escaneo varía entre -16° para 14.25 GHz hasta -51° para 16 GHz.

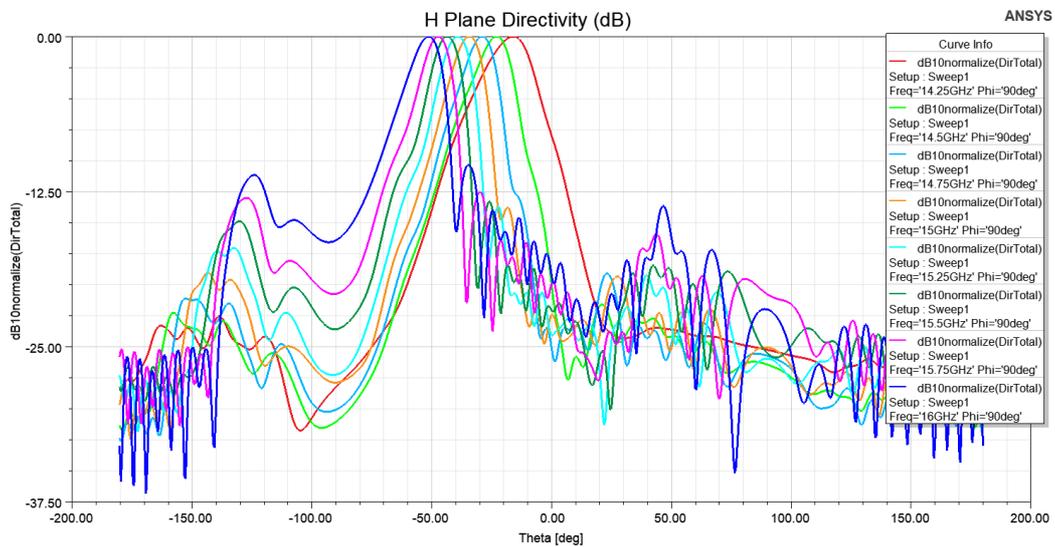


Figura 4.37: Diagramas cuando transmitimos del puerto 2 al 1

En la Figura 4.38 se muestra el diagrama para la frecuencia de 15 GHz. Aquí tenemos que $\theta_{rad} = -33.5^\circ$, $SLL = -13.91 \text{ dB}$ y $\Delta\theta_{-3dB} = 13^\circ$.

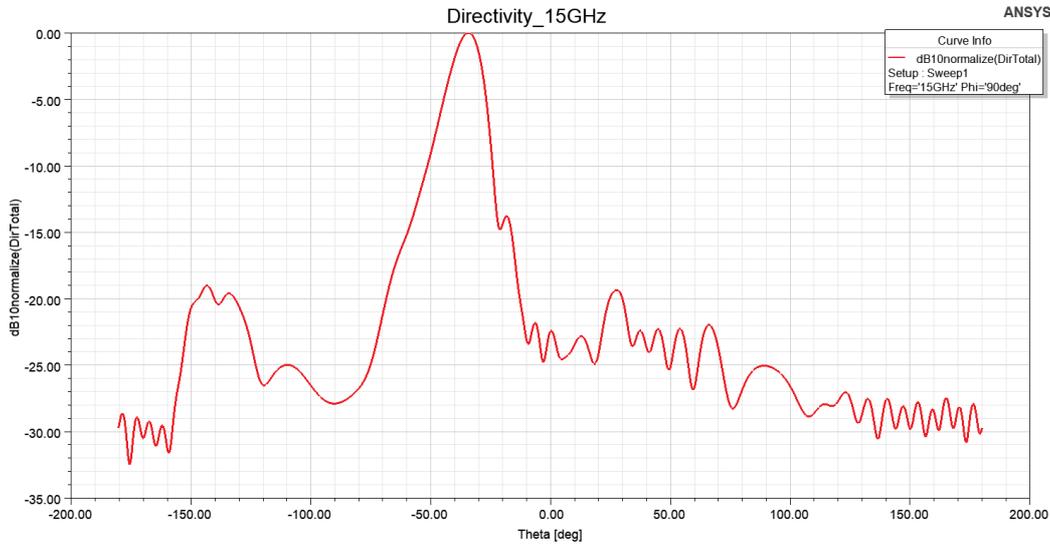


Figura 4.38: Diagrama cuando transmitimos del puerto 2 al 1 para 15 GHz

En la Figura 4.39 tenemos una comparativa de los resultados obtenidos con Matlab y HFSS. Aquí el θ_{rad} para el puerto 2 cambia ligeramente (en Matlab es de 30° y en HFSS de 35.5°) y el SLL es mucho menor en Matlab (en Matlab es de -23.23 dB y en HFSS de -18.56 dB para el puerto 1 y -13.91 dB para el puerto 2). El $\Delta\theta_{-3dB}$ es, aproximadamente, el mismo (en Matlab es de 11.7° y en HFSS de 12°). Se puede comprobar que, al aumentar la eficiencia, el diagrama desde el puerto 2 empeora ligeramente con respecto al diseño con eficiencia del 90%.

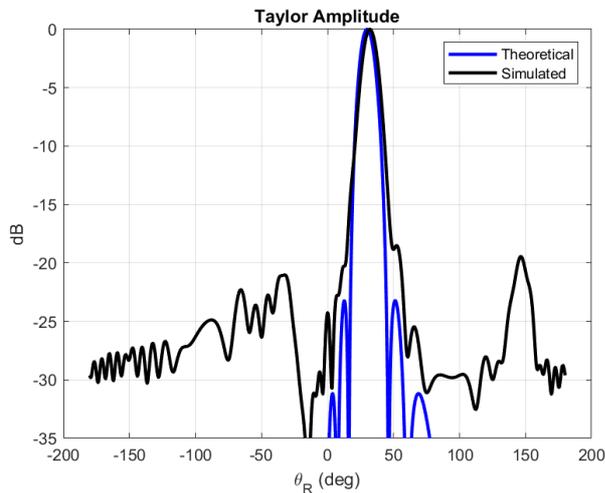


Figura 4.39a: Comparativa de los diagramas del puerto 1 al 2 de Matlab (azul) y HFSS (negro) para 15 GHz

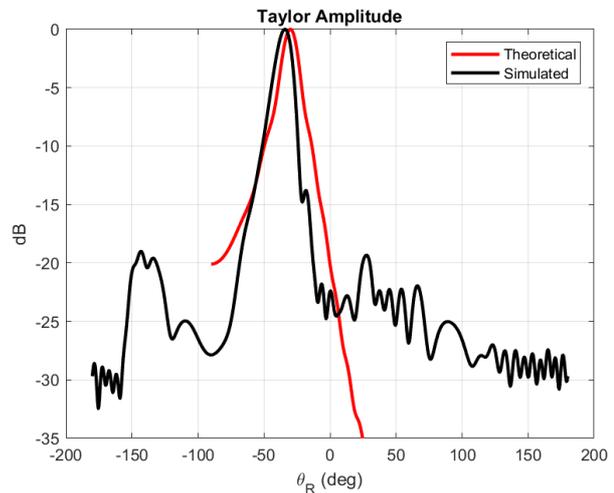


Figura 4.39b: Comparativa de los diagramas del puerto 2 al 1 de Matlab (rojo) y HFSS (negro) para 15 GHz

4.2.3. Antena con modulación Hamming

4.2.3.1. Eficiencia de radiación del 90%

Aplicando la modulación de β y α de la Figura 3.5, se obtienen los valores de W y P en función de la longitud de la antena en Matlab, mostrados en la Figura 4.40. En este caso tenemos que P puede variar entre 3.446 mm y 4.761 mm, mientras que W varía entre 7 mm y 7.48 mm. La estructura de la antena en HFSS la podemos ver en la Figura 4.41, donde hemos empleado un grosor $h_{sub} = 1.5$ mm.

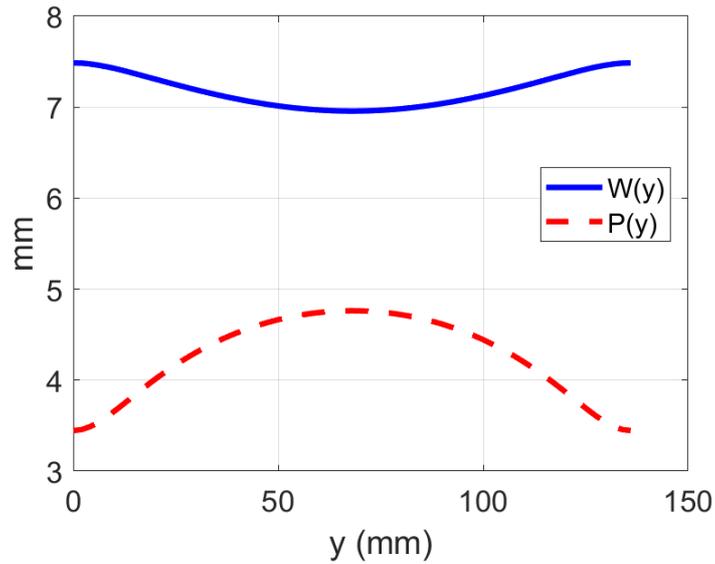


Figura 4.40: Parámetros W y P del diseño con modulación Hamming y eficiencia del 90%

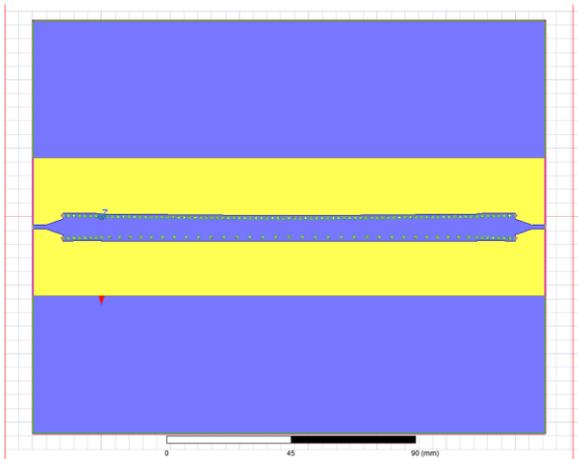


Figura 4.41a: Estructura antena con modulación Hamming

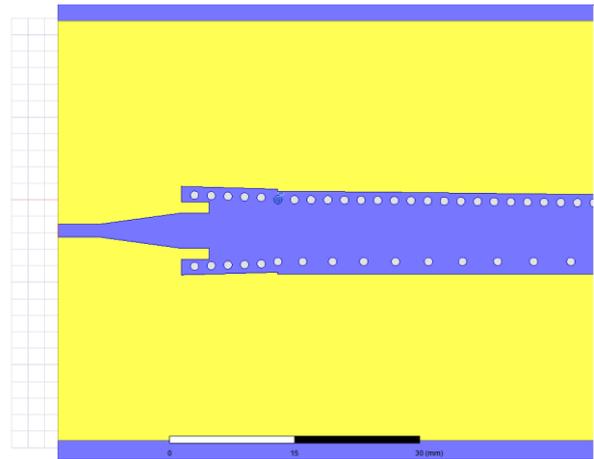


Figura 4.41b: Red de alimentación antena con modulación Hamming

La Tabla 7 recoge los valores obtenidos de los parámetros de la antena después de realizar la optimización:

$L_{taper_{ms}}$	9.8375 mm
$W_{taper_{ms}}$	4.2769 mm
$L_{taper_{siw}}$	12 mm
$W_{taper_{siw}}$	8.714 mm
W_{offset}	0.2832 mm
L_{inset}	3.3253 mm
W_{inset}	1.3349 mm

Tabla 7: Parámetros de diseño tras la optimización

Introduciendo estos valores, se ha simulado la antena para obtener los parámetros S, la eficiencia de radiación y los diagramas de la antena por ambos puertos.

En la Figura 4.42 están representados los parámetros S de la antena. En este diseño se ha conseguido adaptación en todo el ancho de banda de 1.75 GHz (14.25 – 16 GHz). A la frecuencia de 15 GHz, tenemos que $S_{11} = -13.48 \text{ dB}$ y $S_{21} = -17.54 \text{ dB}$.

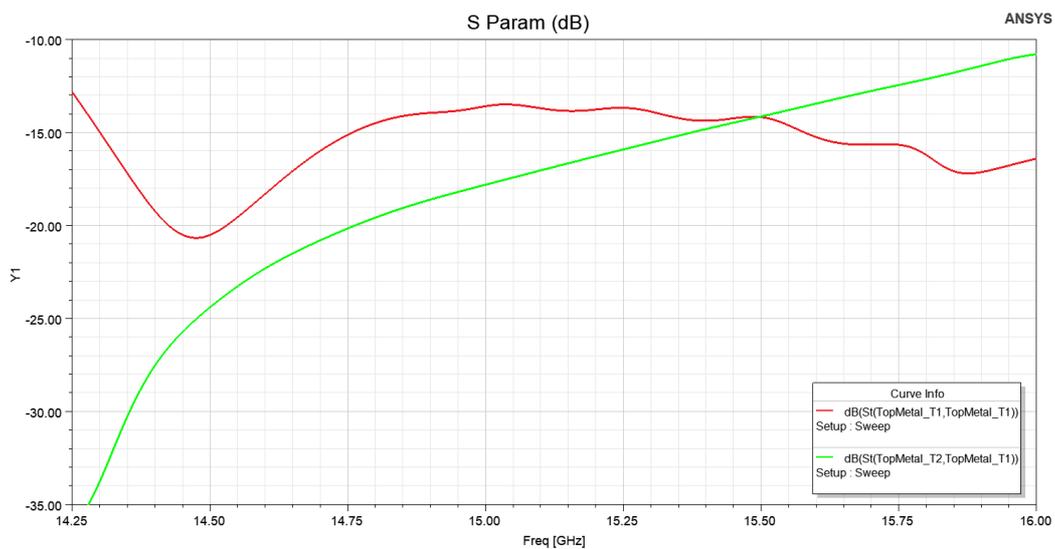


Figura 4.42: Parámetros S de la antena con modulación Hamming

La eficiencia de la antena la podemos ver en la Figura 4.43. En este caso tenemos que el máximo de eficiencia es del 94.13% y se obtiene a la frecuencia de 14.5 GHz. Después de esta frecuencia, la eficiencia va disminuyendo ya que aumenta la potencia transmitida. A 15 GHz tenemos que la eficiencia de radiación es del 89.73%, que es casi la eficiencia de radiación deseada (90%). En esta ocasión, ha disminuido la diferencia entre la eficiencia del diseño y la simulada a 15 GHz debido a una mejor adaptación.

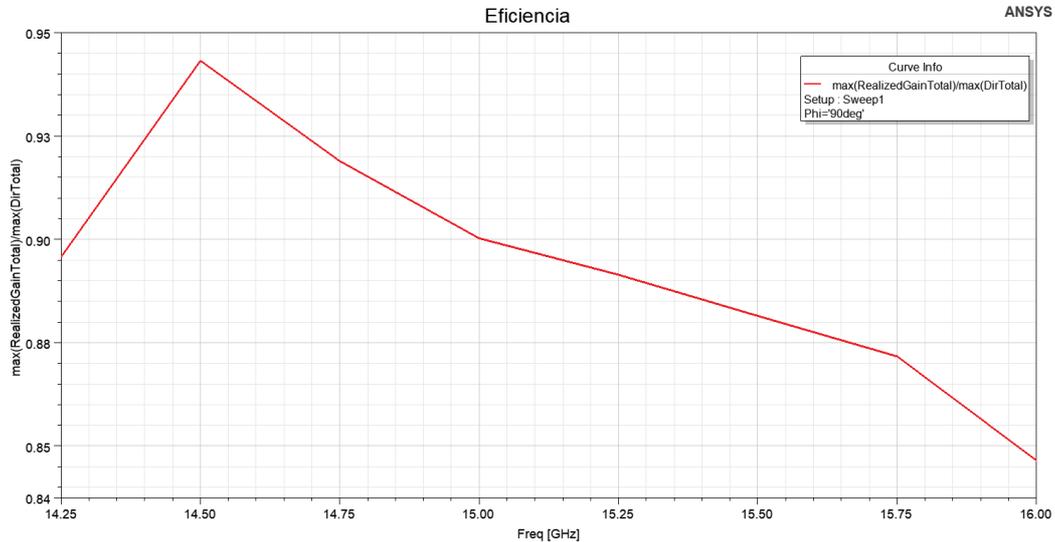


Figura 4.43: Eficiencia de radiación de la antena con modulación Hamming

En la figura 4.44 están representados los diagramas cuando se transmite potencia del puerto 1 al puerto 2 para las frecuencias 14.25 GHz, 14.5 GHz, 14.75 GHz, 15 GHz, 15.25 GHz, 15.5 GHz, 15.75 GHz y 16 GHz, mostrando un escaneo de 14° hasta 44.5°.

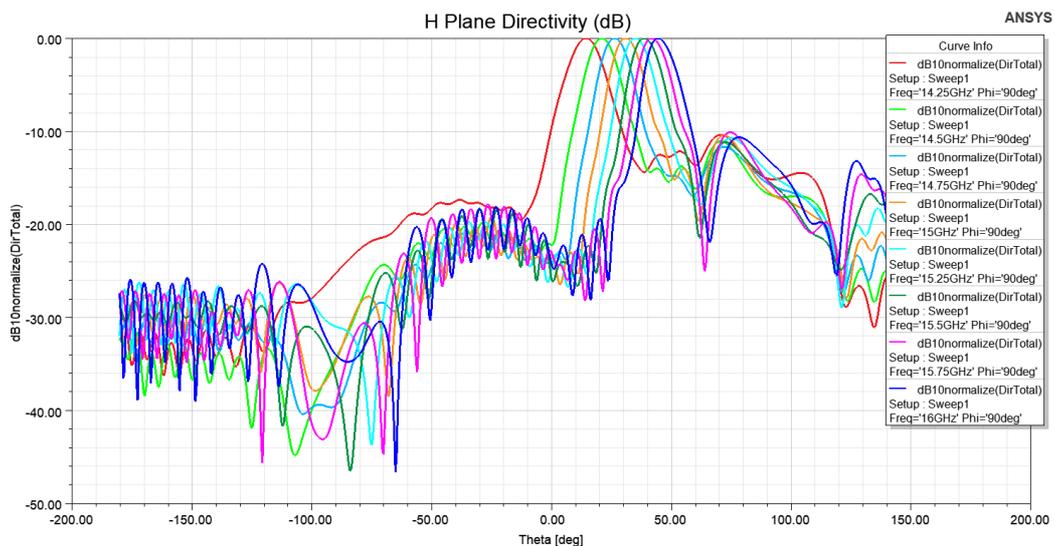


Figura 4.44: Diagramas cuando transmitimos del puerto 1 al 2

En la Figura 4.45 está representado el diagrama de la antena para 15 GHz cuando transmitimos potencia del puerto 1 al 2. Podemos observar que $\theta_{rad} = 31^\circ$, $SLL = -11.25 \text{ dB}$ y $\Delta\theta_{-3dB} = 11.5^\circ$. A pesar de que la adaptación y la eficiencia de radiación son buenas, aparece un lóbulo secundario alto. Esto se puede deber a posibles difracciones producidas en la red de alimentación.

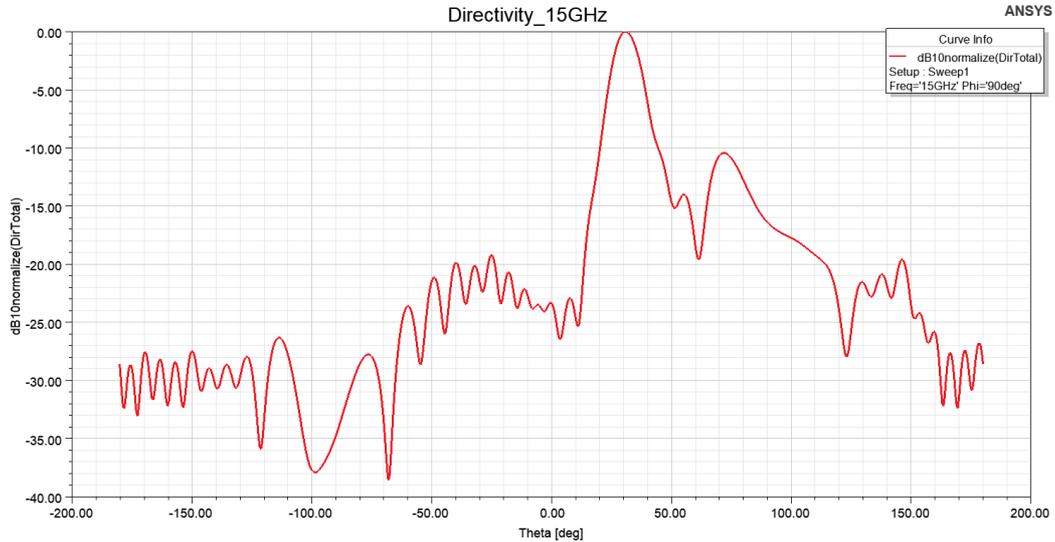


Figura 4.45: Diagramas cuando transmitimos del puerto 1 al 2 para 15 GHz

Los diagramas cuando transmitimos potencia del puerto 2 al 1 se pueden ver en la Figura 4.46. Están representados para las frecuencias 14.25 GHz, 14.5 GHz, 14.75 GHz, 15 GHz, 15.25 GHz, 15.5 GHz, 15.75 GHz y 16 GHz. En este caso el escaneo varía entre -14° para 14.25 GHz y -44.5° para 16 GHz.

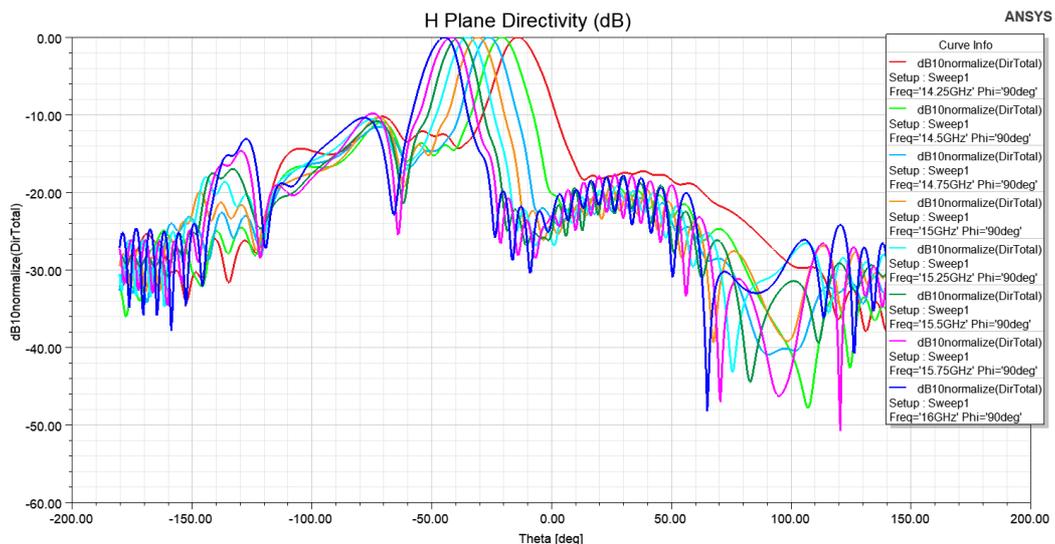


Figura 4.46: Diagramas cuando transmitimos del puerto 2 al 1

En la Figura 4.47 hemos representado únicamente el diagrama para la frecuencia de 15 GHz, pero en este caso transmitiendo potencia del puerto 2 al 1. Obtenemos que $\theta_{rad} = -30.5^\circ$, $SLL = -11.23 \text{ dB}$ y $\Delta\theta_{-3dB} = 11.5^\circ$. Hemos obtenido los mismos resultados que en la Figura 4.45, con el diagrama con simetría de espejo, ya que la modulación empleada es simétrica.

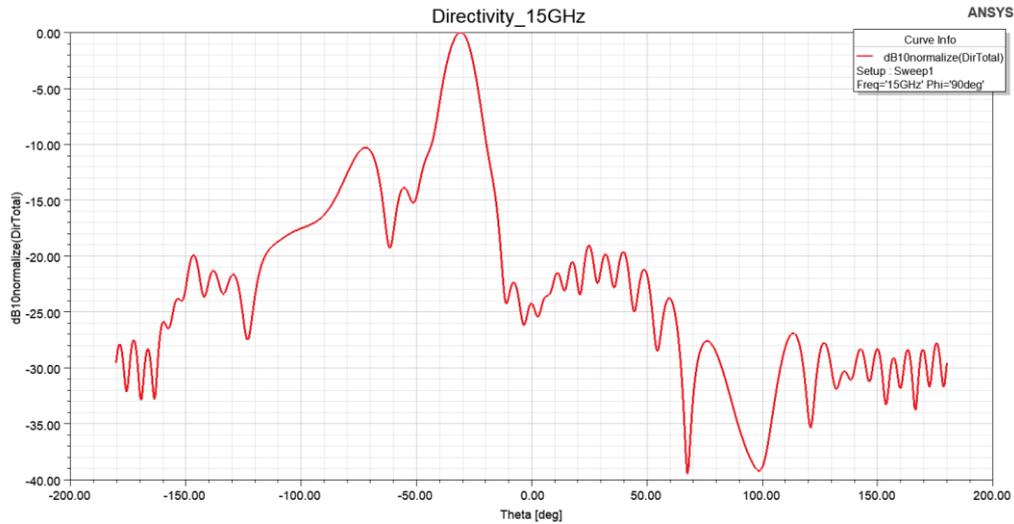


Figura 4.47: Diagrama cuando transmitimos del puerto 2 al 1 para 15 GHz

La Figura 4.48 muestra una comparación de los resultados de Matlab y HFSS. Aquí obtenemos que el θ_{rad} apenas varía ya que pasamos de 30° en Matlab a 30.5° en HFSS. El $\Delta\theta_{-3dB}$ también es muy parecido, en Matlab es de 10.9° y en HFSS de 11.5° . Lo que varía es el SLL, pasamos de -29.05 dB en Matlab a -11.25 dB en HFSS. Como se ha explicado anteriormente, esto puede ser debido a las difracciones en la línea de alimentación. A pesar de esto, vemos la simetría en los diagramas que no teníamos en el diseño con modulación convencional tipo coseno. En cualquier caso, hay que mejorar los resultados ya que el objetivo de mejorar el SLL con respecto al diseño sin modular no se ha cumplido.

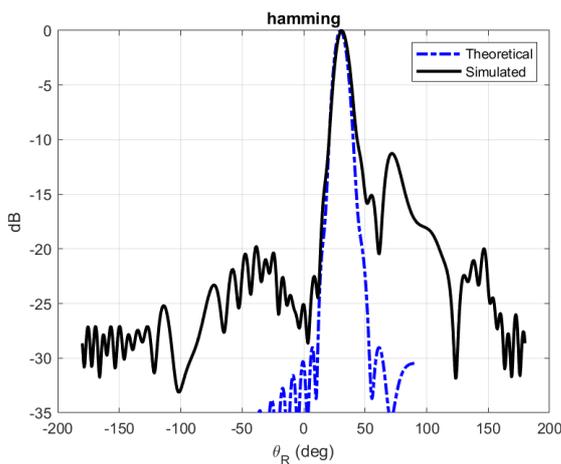


Figura 4.48a: Comparativa de los diagramas del puerto 1 al puerto 2 de Matlab (azul) y HFSS (negro) para 15 GHz

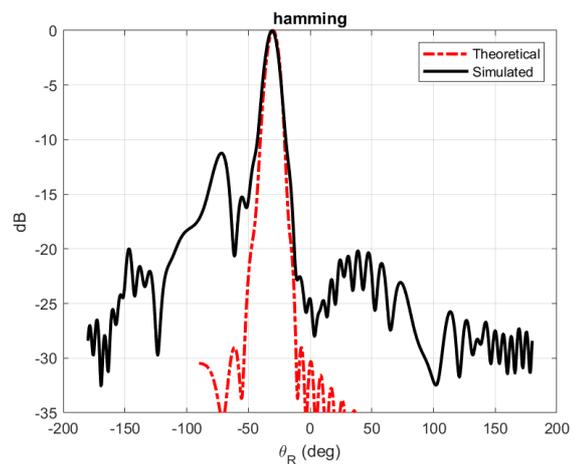


Figura 4.48b: Comparativa de los diagramas del puerto 2 al puerto 1 de Matlab (rojo) y HFSS (negro) para 15 GHz

4.2.3.2. Eficiencia de radiación del 95%

La figura 4.49 nos muestra los valores de W y P a lo largo de la antena después de aplicar la modulación de la Figura 3.8. Se puede observar que W varía entre 3.56 mm y 4.92 mm, y que P varía entre 6.85 mm y 7.45 mm. La estructura de la antena en HFSS se muestra en la Figura 4.50, donde el grosor es de $h_{sub} = 1.5$ mm.

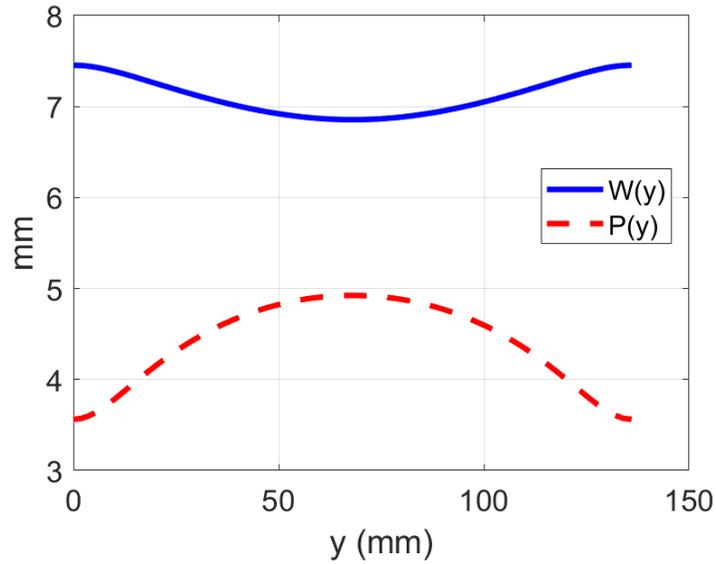


Figura 4.49: Parámetros W y P del diseño con modulación Hamming y eficiencia del 95%

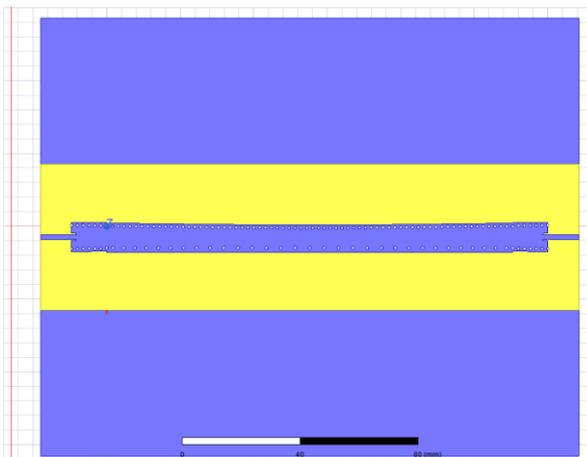


Figura 4.50a: Estructura antena con modulación Hamming

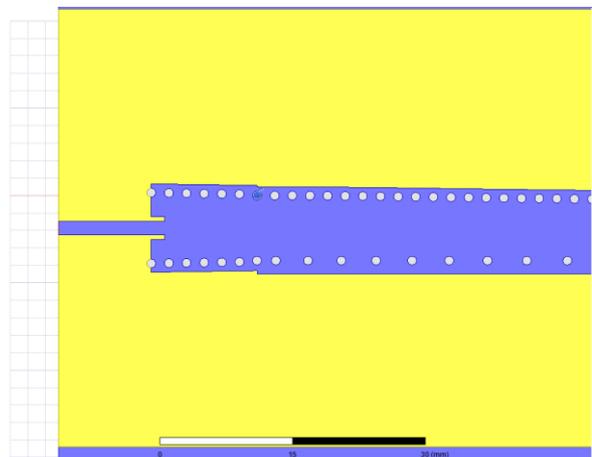


Figura 4.50b: Red alimentación antena con modulación Hamming

La Tabla 8 recoge los valores obtenidos de los parámetros de la antena después de realizar la optimización:

$L_{taper_{ms}}$	5.5274 mm
$W_{taper_{ms}}$	1.5802 mm
$L_{taper_{siw}}$	12 mm
$W_{taper_{siw}}$	8.1093 mm
W_{offset}	0.1557 mm
L_{inset}	1.5531 mm
W_{inset}	0.51035 mm

Tabla 8: Parámetros de diseño tras la optimización

Introduciendo estos valores, se ha simulado la antena para obtener los parámetros S, la eficiencia de radiación y los diagramas de la antena por ambos puertos.

Los parámetros S de la antena están representados en la Figura 4.51. Aquí tenemos que la antena está adaptada desde 14.4 GHz en adelante, siendo el ancho de banda de aceptación de 1.6 GHz (14.4 – 16 GHz). A 15 GHz, tenemos que los parámetros valen $S_{11} = -13.25 \text{ dB}$ y $S_{21} = -23.12 \text{ dB}$.

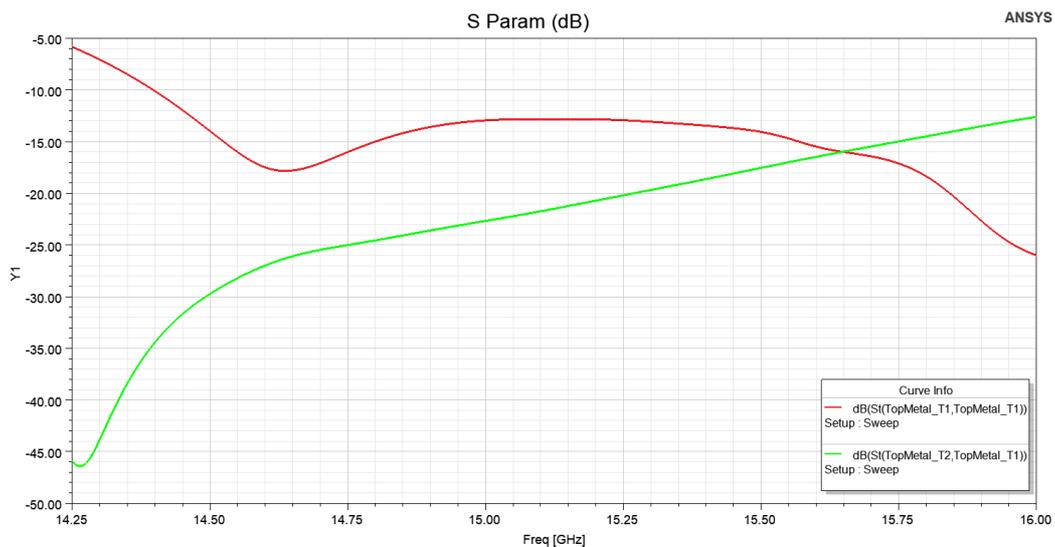


Figura 4.51: Parámetros S de la antena con modulación Hamming

En la Figura 4.52 está representada la eficiencia de la antena. En general tenemos que la eficiencia es bastante alta, donde el máximo se encuentra a 14.75 GHz y es del 92.84%. A 15 GHz tenemos que la eficiencia de radiación es del 90.59%. Ahora no hemos conseguido subir un 5% la eficiencia con respecto al diseño anterior ya que la adaptación es algo peor, pero la eficiencia sigue siendo bastante alta y en un mayor ancho de banda.

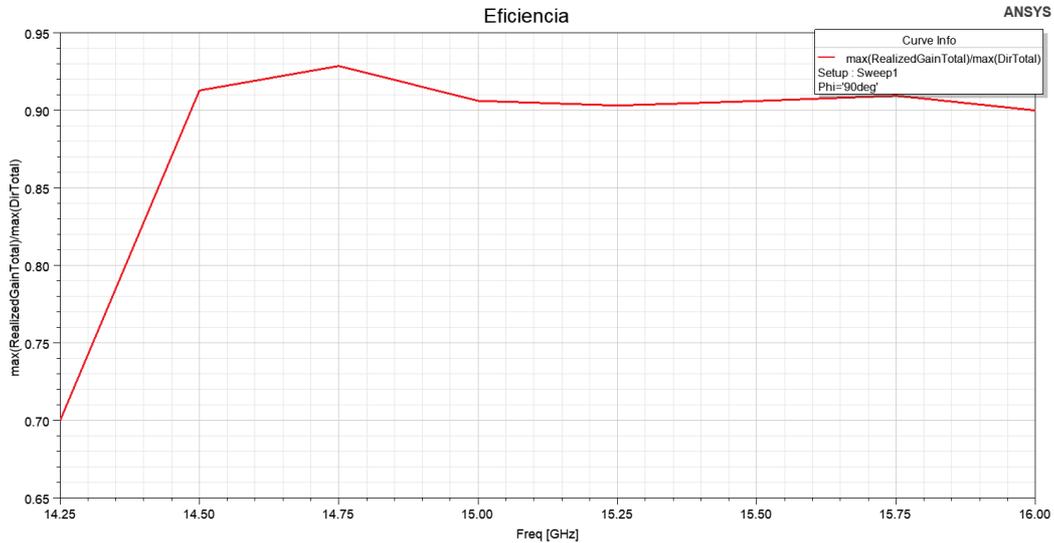


Figura 4.52: Eficiencia de radiación de la antena con modulación Hamming

La Figura 4.53 nos muestra los diagramas de la antena a las frecuencias 14.25 GHz, 14.5 GHz, 14.75 GHz, 15 GHz, 15.25 GHz, 15.5 GHz, 15.75 GHz y 16 GHz. El ángulo de radiación de los diagramas varía, haciendo que haya un escaneo entre 15° y 45.5°, muy parecido al caso anterior.

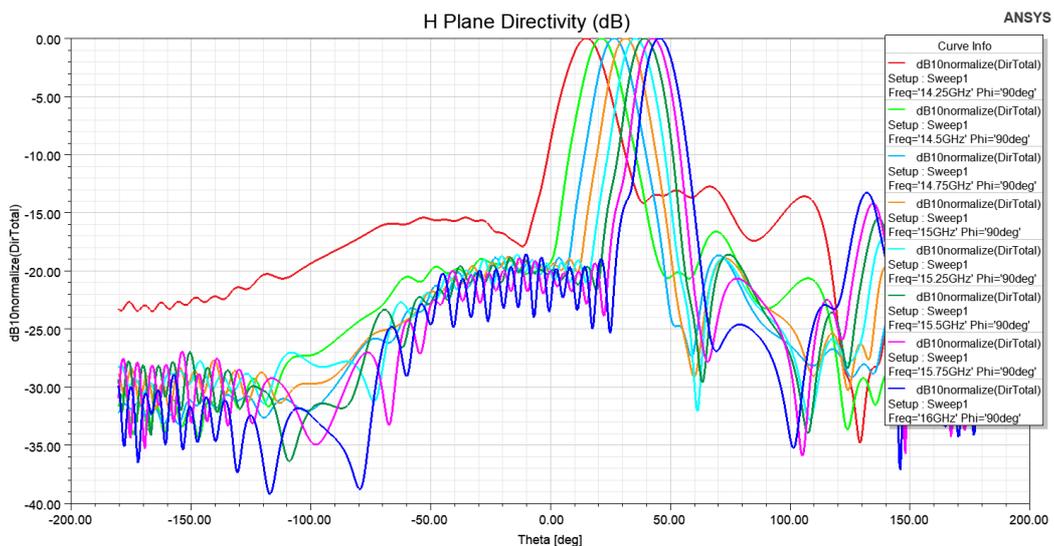


Figura 4.53: Diagramas cuando transmitimos del puerto 1 al 2

En la Figura 4.54 se representa únicamente el diagrama a 15 GHz. Obtenemos que $\theta_{rad} = 31^\circ$, $SLL = -18.92 \text{ dB}$ y $\Delta\theta_{-3dB} = 13^\circ$.



Figura 4.54: Diagrama cuando transmitimos del puerto 1 al 2 para 15 GHz

En la Figura 4.55 se muestran también los diagramas, pero en este caso cuando se transmite potencia del puerto 2 al 1. Están representados para las frecuencias 14.25 GHz, 14.5 GHz, 14.75 GHz, 15 GHz, 15.25 GHz, 15.5 GHz, 15.75 GHz y 16 GHz, mostrando un escaneo entre -14° y -44.5° .

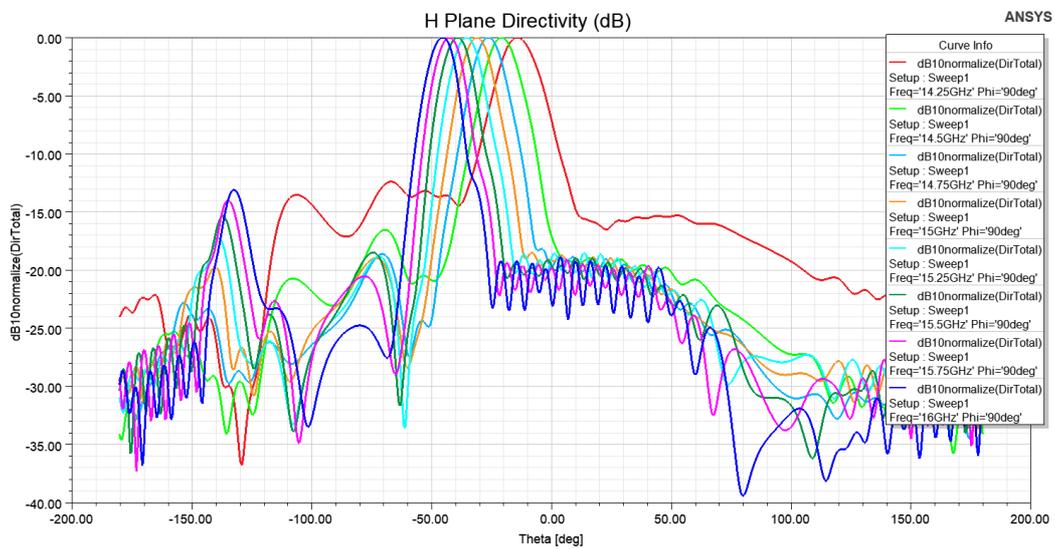


Figura 4.55: Diagramas cuando transmitimos del puerto 2 al 1

La Figura 4.56 muestra solo el diagrama cuando transmitimos del puerto 2 al 1 a 15 GHz. En este caso se obtienen los siguientes valores $\theta_{rad} = -31^\circ$, $SLL = -18.9 \text{ dB}$ y $\Delta\theta_{-3dB} = 13^\circ$, que coinciden con los de la Figura 4.54 ya que los diagramas son simétricos.

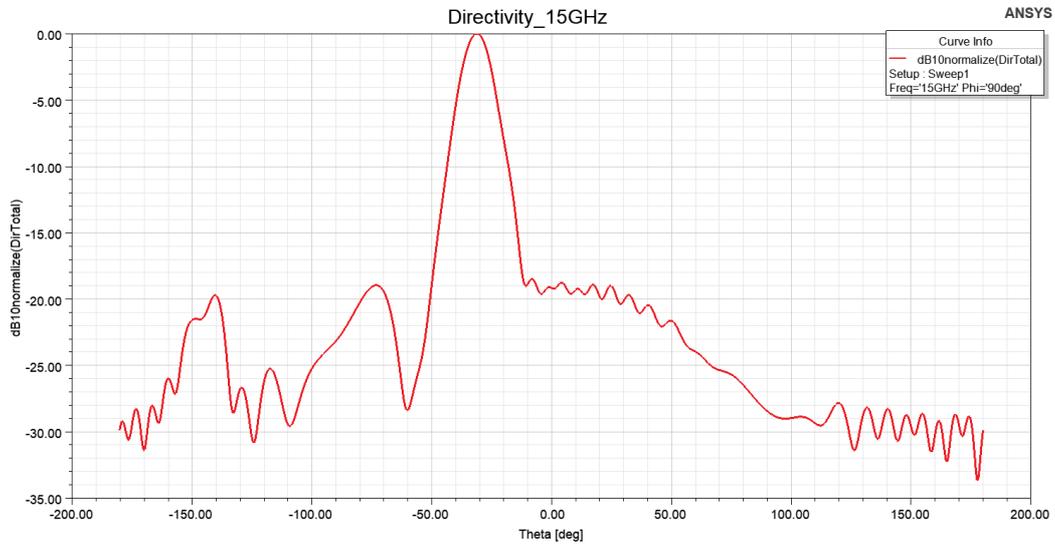


Figura 4.56: Diagrama cuando transmitimos del puerto 2 al 1 para 15 GHz

Finalmente, en la Figura 4.57 comparamos los resultados obtenidos con Matlab y HFSS. El θ_{rad} y $\Delta\theta_{-3dB}$ apenas varían (en Matlab es $\theta_{rad} = 30^\circ$ y $\Delta\theta_{-3dB} = 11.1^\circ$, mientras que en HFSS es $\theta_{rad} = 31^\circ$ y $\Delta\theta_{-3dB} = 13^\circ$), sin embargo, el SLL sí que cambia bastante ya que pasamos de un $SLL = -28.84 \text{ dB}$ en Matlab a un $SLL = -18.9 \text{ dB}$ en HFSS. A pesar de esto, hemos conseguido bajar bastante el SLL con respecto al diseño no modulado (de aproximadamente -10 dB a casi -20 dB), manteniendo la simetría y, por tanto, teniendo un comportamiento similar por ambos puertos. Bajar a niveles menores de SLL es bastante complicado y cualquier efecto de difracción se notará mucho.

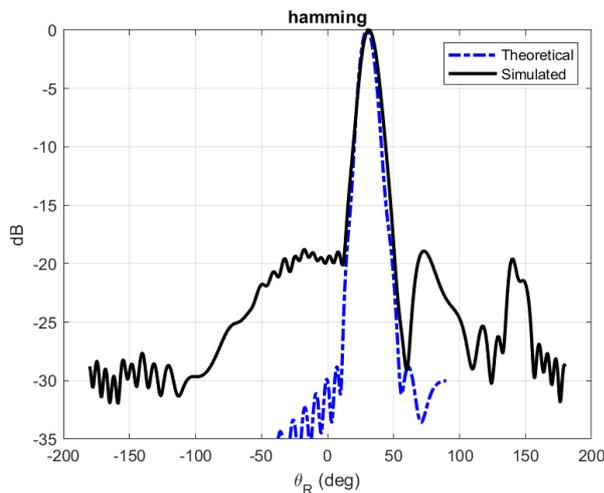


Figura 4.57a: Comparativa de los diagramas del puerto 1 al 2 de Matlab (azul) y HFSS (negro) para 15 GHz

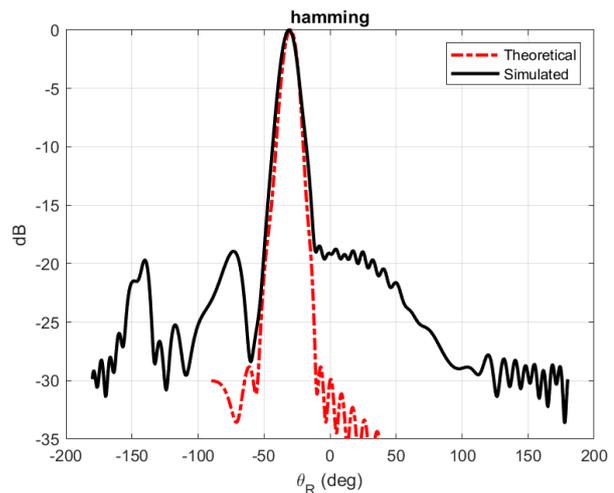


Figura 4.57b: Comparativa de los diagramas del puerto 2 al 1 de Matlab (rojo) y HFSS (negro) para 15 GHz

4.2.4. Antena con modulación Hanning

4.2.4.1. Eficiencia de radiación del 90%

Los resultados obtenidos con Matlab de los valores W y P a lo largo de la estructura están representados en la Figura 4.58, tras aplicar la modulación de la Figura 3.11. En este caso tenemos que P varía entre 6.928 mm y 7.782 mm y W varía entre 2 mm y 4.8 mm. La Figura 4.59 muestra como es la estructura de la antena en HFSS, donde el grosor de la estructura cambia a $h_{sub} = 1.5$ mm.

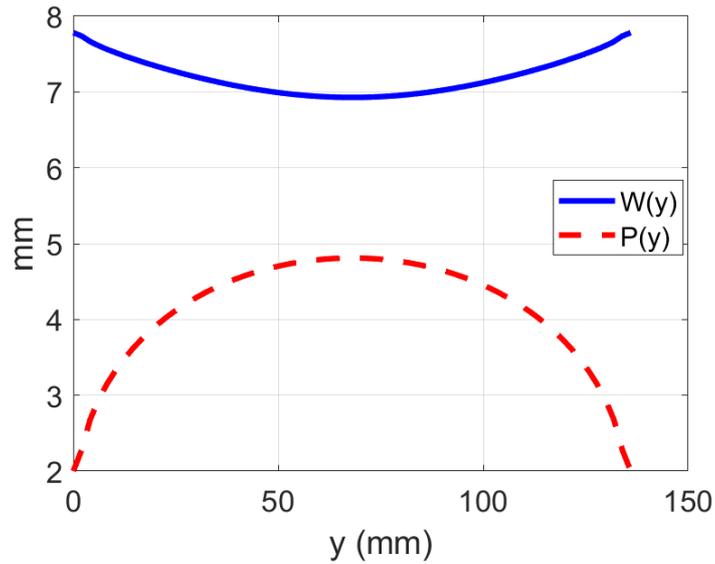


Figura 4.58: Parámetros W y P del diseño con modulación Hanning y eficiencia del 90%

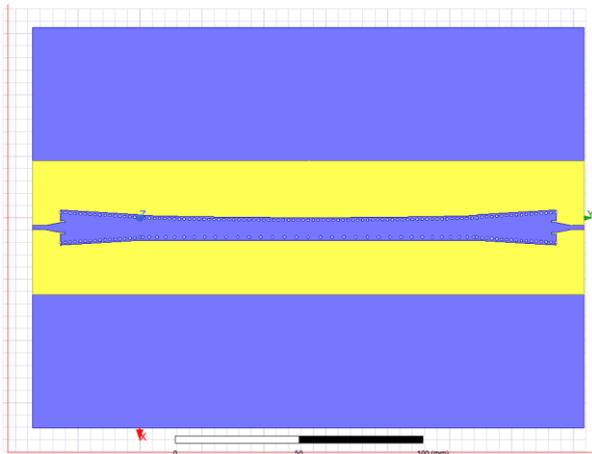


Figura 4.59a: Estructura antena con modulación Hanning

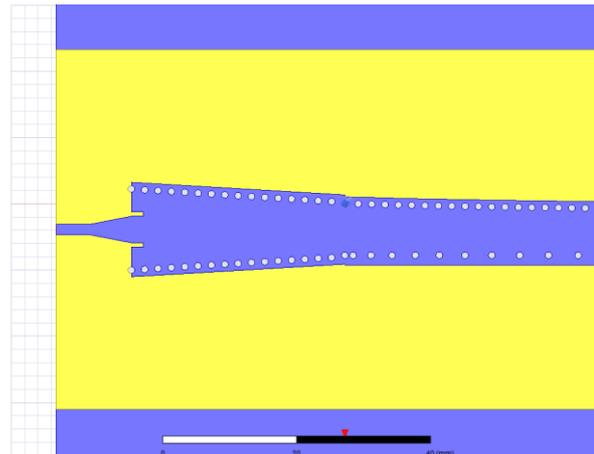


Figura 4.59b: Red de alimentación antena con modulación Hanning

La Tabla 9 recoge los valores obtenidos de los parámetros de la antena después de realizar la optimización:

$L_{taper_{ms}}$	6.2437 mm
$W_{taper_{ms}}$	4.0039 mm
$L_{taper_{siw}}$	32 mm
$W_{taper_{siw}}$	12.2547 mm
W_{offset}	0.3397 mm
L_{inset}	1.836 mm
W_{inset}	0.675 mm

Tabla 9: Parámetros de diseño tras la optimización

Introduciendo estos valores, se ha simulado la antena para obtener los parámetros S, la eficiencia de radiación y los diagramas por ambos puertos.

Los parámetros S están representados en la Figura 4.60. Volvemos a tener buena adaptación en casi toda la banda de 14.25 GHz a 16 GHz (salvo alrededor de 15.25 GHz que el S_{11} sube un poco por encima de -10 dB). A 15 GHz los parámetros S valen: $S_{11} = -11.5$ dB y $S_{21} = -17.23$ dB.

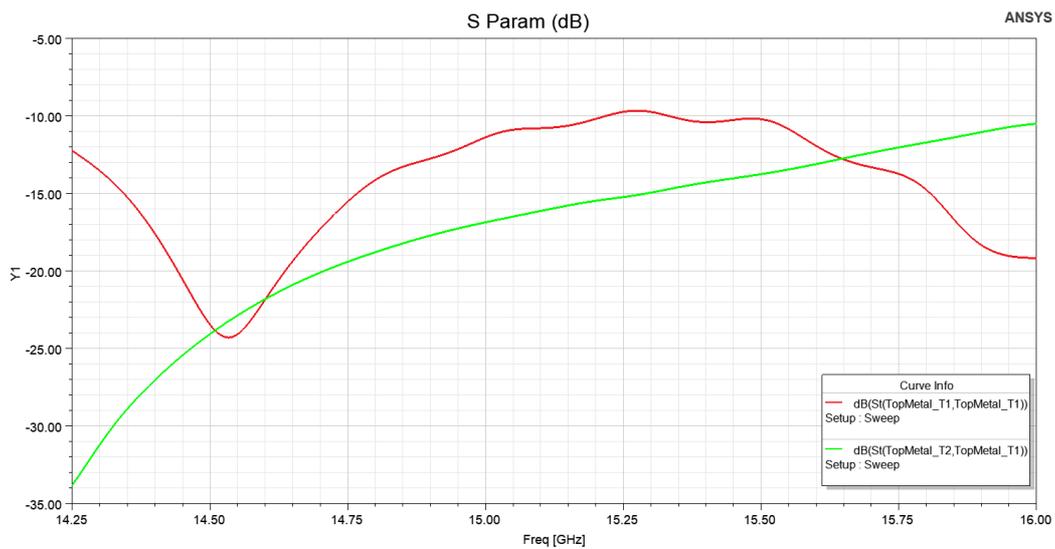


Figura 4.60: Parámetros S de la antena con modulación Hanning

En la Figura 4.61 podemos ver la eficiencia en función de la frecuencia. El pico más alto lo alcanza a la frecuencia de 14.5 GHz y es del 93.64%, mientras que a 15 GHz la eficiencia es del 85.64%. Esta eficiencia es bastante cercana al 90% de diseño.

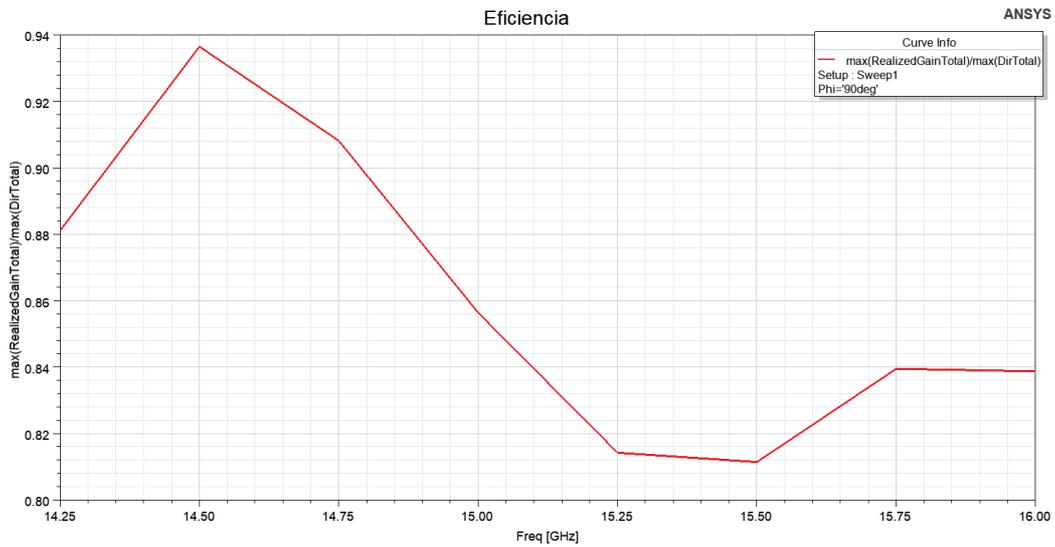


Figura 4.61: Eficiencia de radiación de la antena con modulación Hanning

La Figura 4.62 muestra los diagramas de la antena a las frecuencias 14.25 GHz, 14.5 GHz, 14.75 GHz, 15 GHz, 15.25 GHz, 15.5 GHz, 15.75 GHz y 16 GHz. En este caso tenemos un escaneo entre 14° para 14.25 GHz y 44.5° para 16 GHz, bastante parecido al caso anterior.

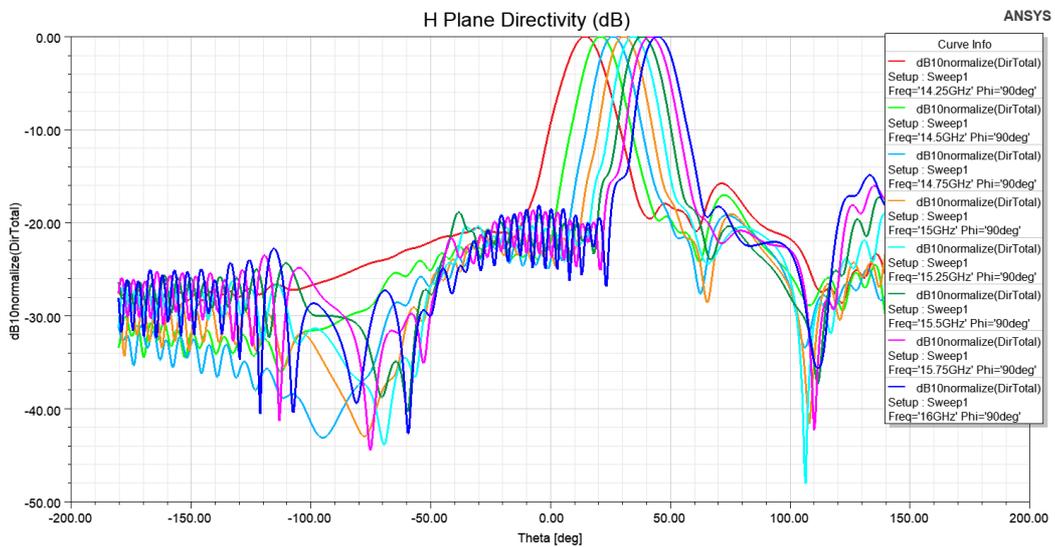


Figura 4.62: Diagramas cuando transmitimos del puerto 1 al 2

En la Figura 4.63 solo está representado el diagrama a 15 GHz. Los valores que se obtienen son $\theta_{rad} = 30.5^\circ$, $SLL = -18.6 \text{ dB}$ y $\Delta\theta_{-3dB} = 12^\circ$.

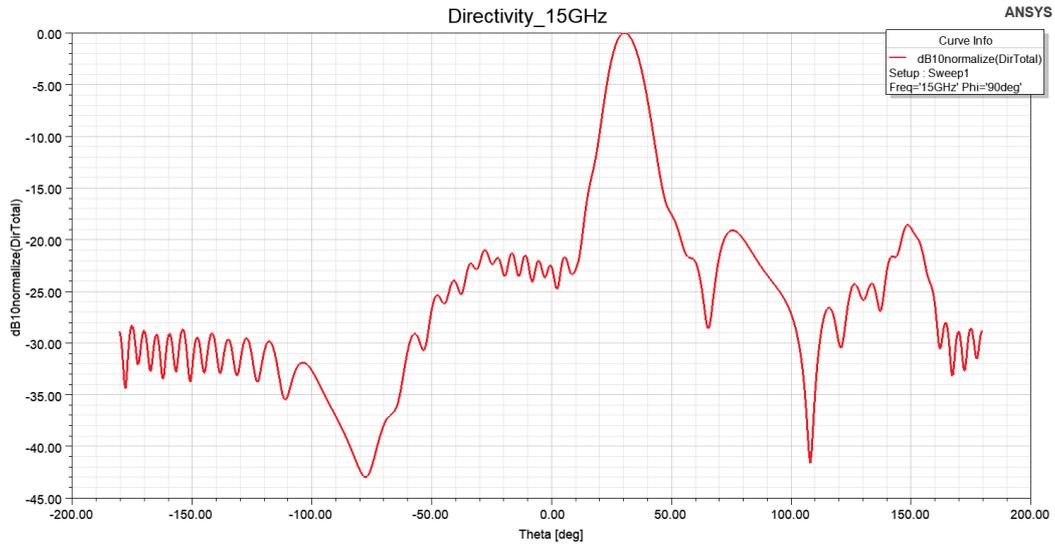


Figura 4.63: Diagrama cuando transmitimos del puerto 1 al 2 para 15 GHz

La Figura 4.64 también muestra los diagramas, pero en este caso cuando la potencia se transmite del puerto 2 al puerto 1, donde el escaneo varía entre -14° y -44.5° .

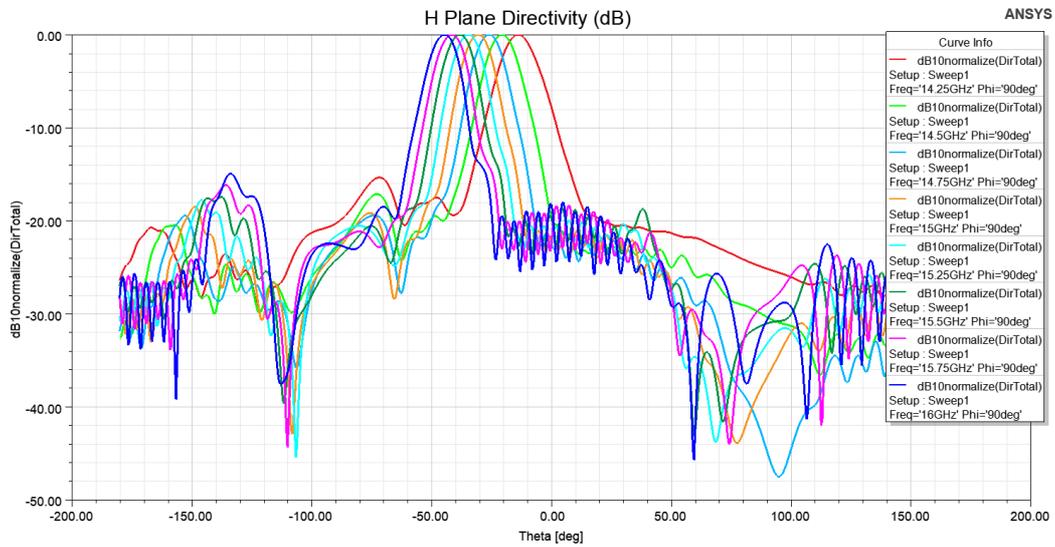


Figura 4.64: Diagramas cuando transmitimos del puerto 2 al 1

En la Figura 4.65 se representa el diagrama cuando transmitimos del puerto 2 al 1 para 15 GHz. En este caso los valores obtenidos son $\theta_{rad} = -30.5^\circ$, $SLL = -18.6 \text{ dB}$ y $\Delta\theta_{-3dB} = 12^\circ$, mismos valores obtenidos en la Figura 4.63 ya que, como se puede ver, los diagramas son simétricos.

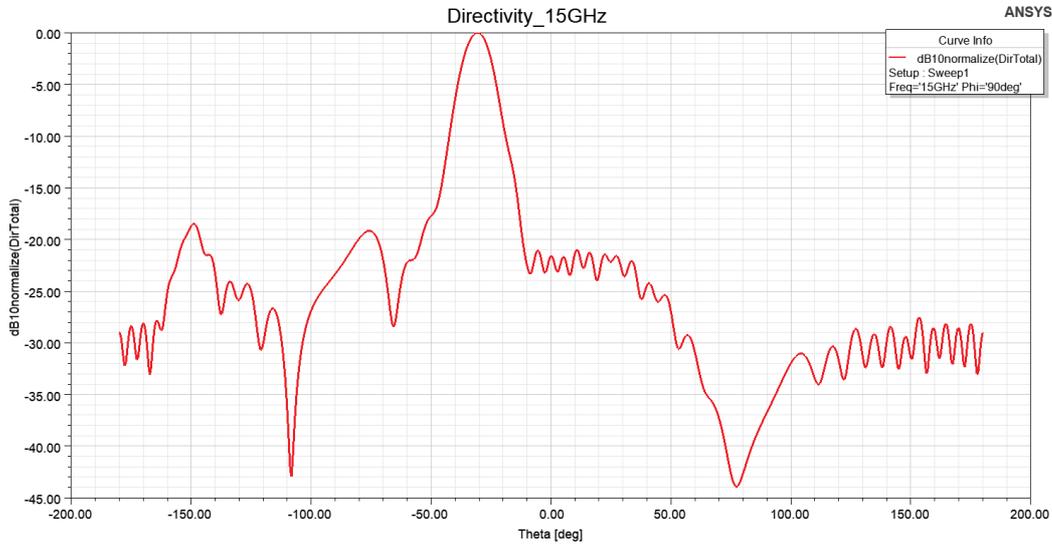


Figura 4.65: Diagrama cuando transmitimos del puerto 2 al 1 para 15 GHz

En la Figura 4.66 se comparan los diagramas obtenidos con Matlab y HFSS. Se observa cómo los θ_{rad} y los $\Delta\theta_{-3dB}$ apenas cambian (en Matlab obtuvimos $\theta_{rad} = 30^\circ$ y $\Delta\theta_{-3dB} = 12.1^\circ$, mientras que en HFSS obtuvimos $\theta_{rad} = 30.5^\circ$ y $\Delta\theta_{-3dB} = 12^\circ$). La diferencia está en el SLL, en HFSS se tiene un $SLL = -18.6 \text{ dB}$, que es mayor que el $SLL = -30 \text{ dB}$ de Matlab. Con este diseño también se consiguen resultados bastante buenos.

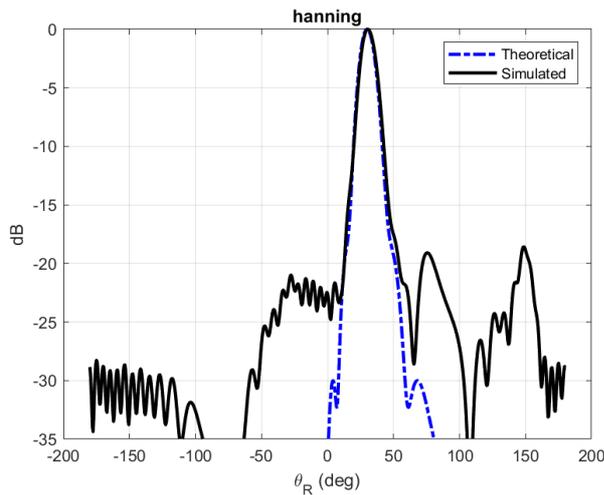


Figura 4.66a: Comparativa de los diagramas del puerto 1 al 2 de Matlab (azul) y HFSS (negro) para 15 GHz

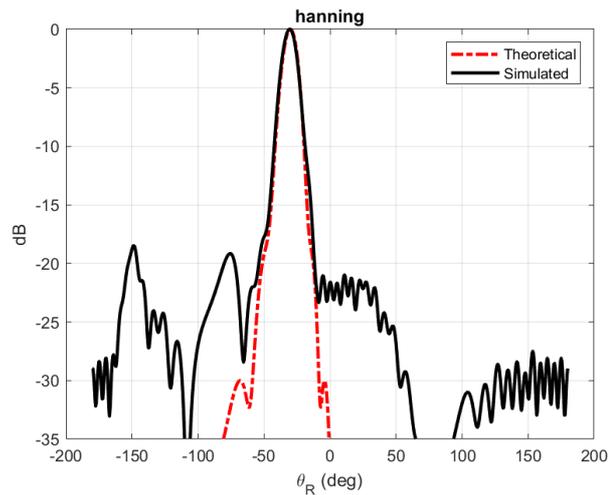


Figura 4.66b: Comparativa de los diagramas del puerto 2 al 1 de Matlab (rojo) y HFSS (negro) para 15 GHz

4.2.4.2. Eficiencia de radiación del 95%

De Matlab obtenemos los valores de W y P a lo largo de la longitud de la antenna una vez aplicada la modulación de la Figura 3.14. Estos valores se muestran en la Figura 4.67, donde se observa que W toma valores entre 6.82 mm y 7.78 mm y P varía entre 2 mm y 5 mm. La Figura 4.68 muestra la estructura de la antenna en HFSS, donde se ha empleado el grosor $h_{sub} = 1.5$ mm.

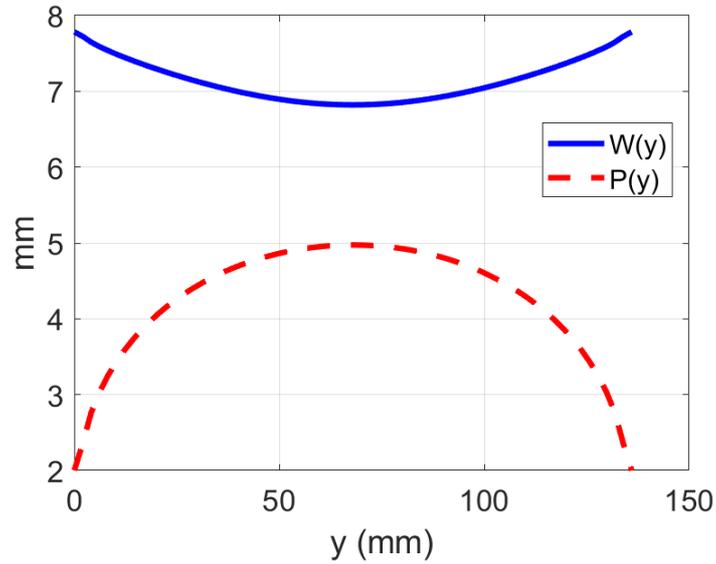


Figura 4.67: Parámetros W y P del diseño con modulación Hanning y eficiencia del 95%

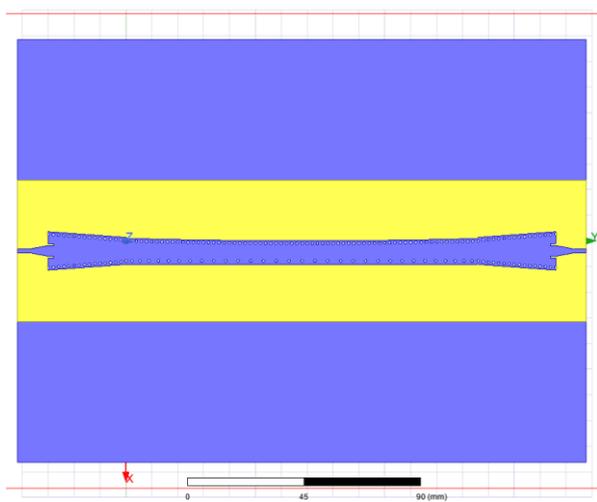


Figura 4.68a: Estructura antena con modulación Hanning

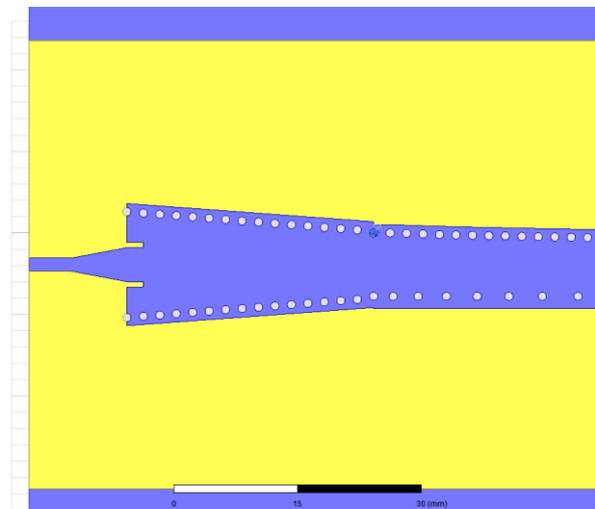


Figura 4.68b: Red de alimentación antena con modulación Hanning

La Tabla 10 recoge los valores obtenidos de los parámetros de la antena después de realizar la optimización:

$L_{taper_{ms}}$	6.848 mm
$W_{taper_{ms}}$	4.1717 mm
$L_{taper_{siw}}$	30 mm
$W_{taper_{siw}}$	12.984 mm
W_{offset}	0.375 mm
L_{inset}	2.01 mm
W_{inset}	0.6688 mm

Tabla 10: Parámetros de diseño tras la optimización

Con estos valores, hemos simulado la antena para obtener los parámetros S, la eficiencia de radiación y los diagramas por ambos puertos.

La Figura 4.69 muestra cómo son los Parámetros S de la antena. Al igual que en el diseño con 90% de eficiencia, la antena está bien adaptada en casi todo el ancho de banda a excepción de una pequeña zona en 15.25 GHz. A 15 GHz, obtenemos que $S_{11} = -10.75 \text{ dB}$ y $S_{21} = -21.38 \text{ dB}$.

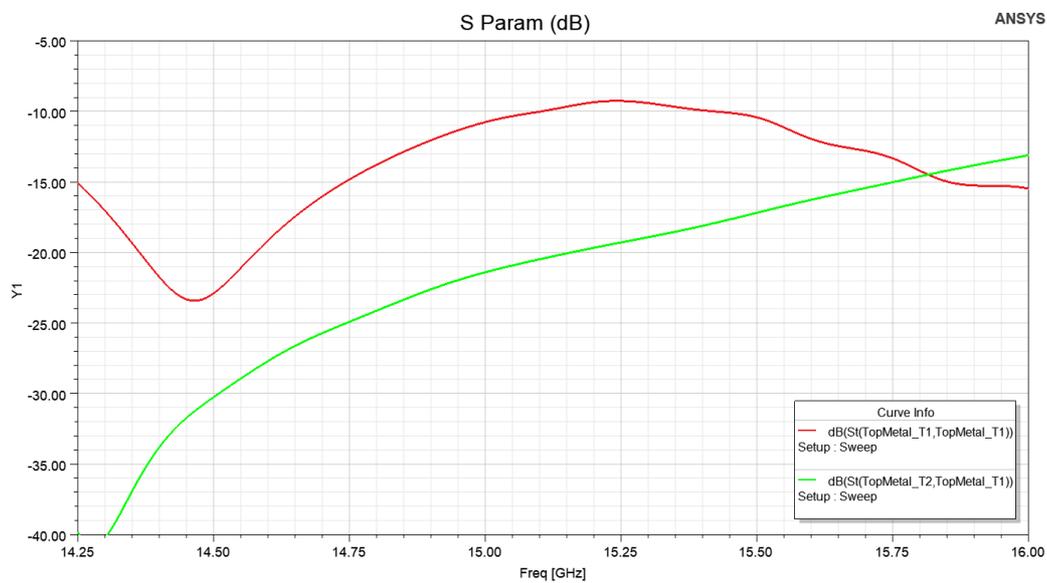


Figura 4.69: Parámetros S de la antena con modulación Hanning

La eficiencia de la antena está representada en la Figura 4.70 en función de la frecuencia de trabajo. Tenemos que el valor máximo se alcanza en 14.5 GHz y es del 94.57%, mientras que, a la frecuencia de 15 GHz, el valor alcanzado es del 86.68%. Estos valores son bastante parecidos al diseño anterior.

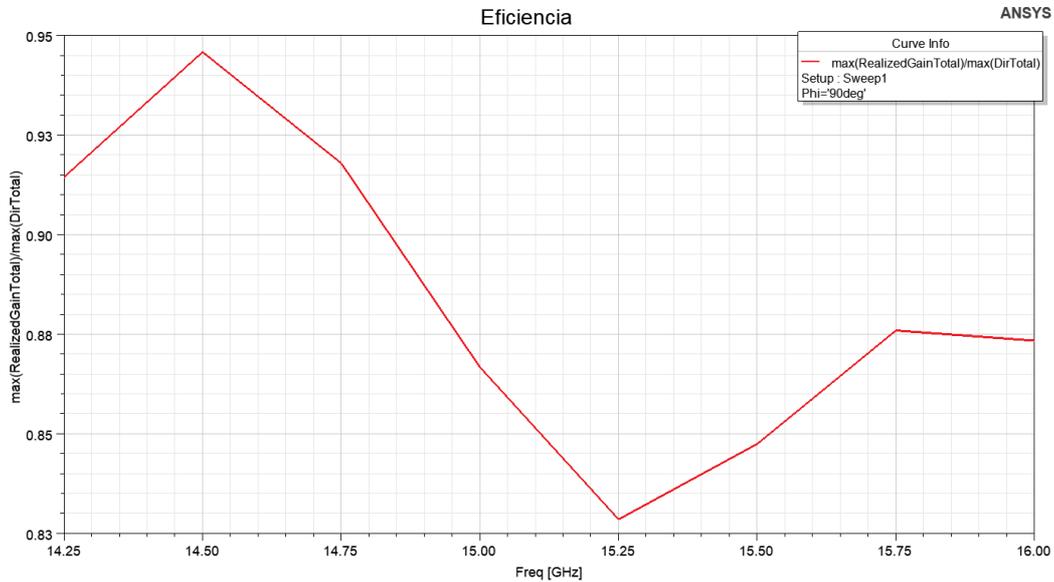


Figura 4.70: Eficiencia de radiación de la antena con modulación Hanning

En la Figura 4.71 están representados los diagramas cuando transmitimos potencia del puerto 1 al 2 para las frecuencias 14.25 GHz, 14.5 GHz, 14.75 GHz, 15 GHz, 15.25 GHz, 15.5 GHz, 15.75 GHz y 16 GHz, mostrando un escañero que varía entre 15° para 14.25 GHz y 45° para 16 GHz, similar al caso anterior.

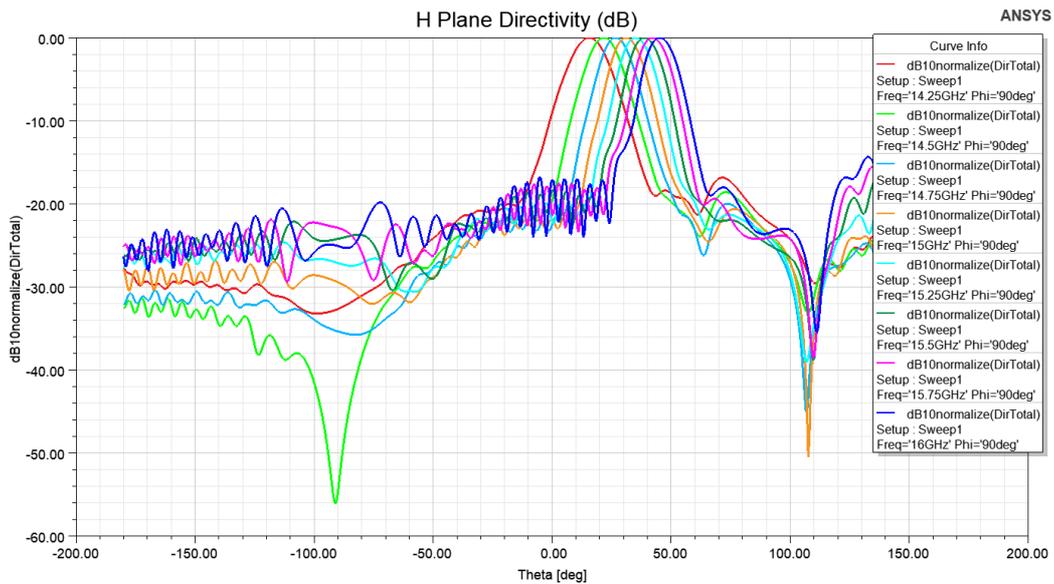


Figura 4.71: Diagramas cuando transmitimos del puerto 1 al 2

En la Figura 4.72 se representa el diagrama a 15 GHz. Los valores obtenidos son $\theta_{rad} = 32^\circ$, $SLL = -18.16 \text{ dB}$ y $\Delta\theta_{-3dB} = 13^\circ$.



Figura 4.72: Diagrama cuando transmitimos del puerto 1 al 2 para 15 GHz

La Figura 4.73 muestra los diagramas cuando transmitimos potencia del puerto 2 al 1 para las frecuencias 14.25 GHz, 14.5 GHz, 14.75 GHz, 15 GHz, 15.25 GHz, 15.5 GHz, 15.75 GHz y 16 GHz. Aquí tenemos que el escañero varía entre -15° y -45° .

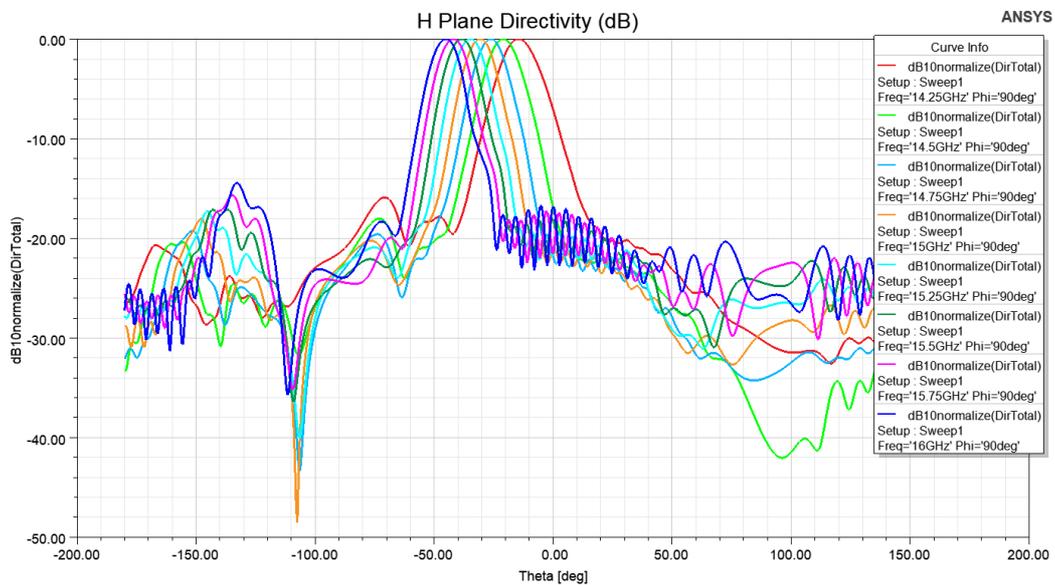


Figura 4.73: Diagramas cuando transmitimos del puerto 2 al 1

El diagrama cuando se transmite del puerto 2 al 1 para 15 GHz se muestra en la Figura 4.74. Podemos observar que $\theta_{rad} = -32^\circ$, $SLL = -18.16 \text{ dB}$ y $\Delta\theta_{-3dB} = 13^\circ$. Los resultados son los mismos que los obtenidos en la Figura 4.72 ya que los diagramas son simétricos.

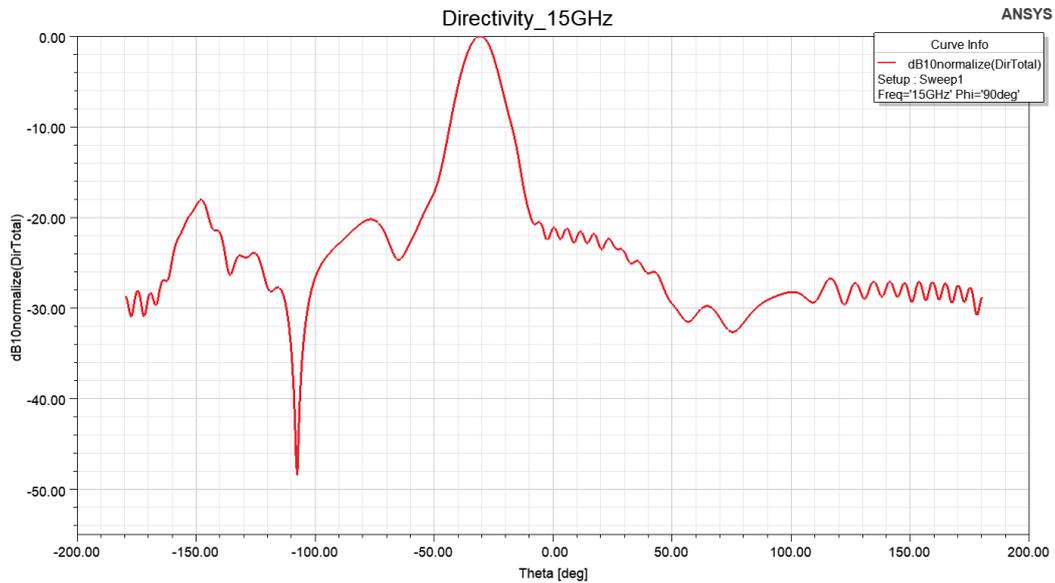


Figura 4.74: Diagrama cuando transmitimos del puerto 2 al 1 para 15 GHz

En la Figura 4.75 mostramos los diagramas obtenidos con Matlab y HFSS con el objetivo de compararlos. Hay una pequeña variación del θ_{rad} (en Matlab es de 30° y en HFSS de 32°) y $\Delta\theta_{-3dB}$ (en Matlab es de 12.5° y en HFSS de 13°), sin embargo, el SLL sí que varía bastante ya que, como se puede ver, el SLL de HFSS es mayor (en Matlab es de -29.5 dB y en HFSS de -18.16 dB).

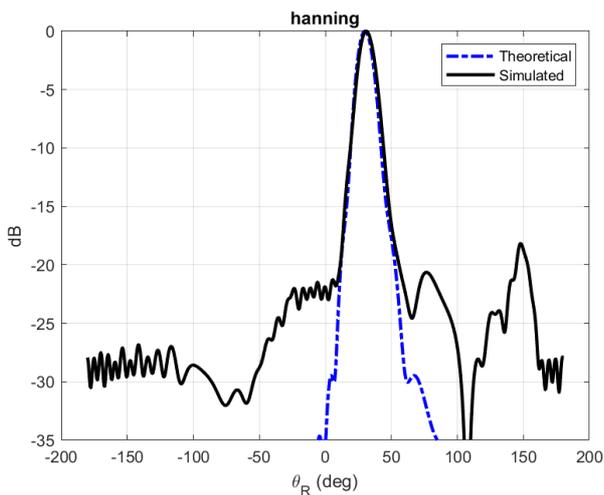


Figura 4.75a: Comparativa de los diagramas del puerto 1 al 2 de Matlab (azul) y HFSS (negro) para 15 GHz

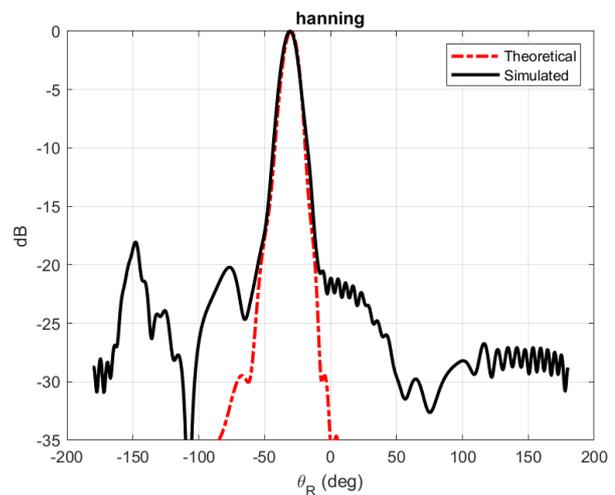


Figura 4.75b: Comparativa de los diagramas del puerto 2 al 1 de Matlab (rojo) y HFSS (negro) para 15 GHz

4.2.5. Comparativa general

En la Tabla 11 se muestran los resultados obtenidos con cada una de las antenas cuando la eficiencia de radiación es del 90%.

	S_{11}	S_{21}	$BW_{adaptación}$	e_{ff}	θ_{rad} (°)	SLL	$\Delta\theta_{-3dB}$
Antena no modulada	-14.36 dB	-9.38 dB	0.95 GHz	76.74%	31.5°	-10.42 dB	9°
Antena coseno	-10.16 dB	-11.04 dB	1.28 GHz	73.72%	31.5°	-18.14 dB	11.5°
Antena Hamming	-13.48 dB	-17.54 dB	1.75 GHz	89.73%	31°	-11.25 dB	11.5°
Antena Hanning	-11.5 dB	-17.23 dB	1.75 GHz	85.64%	30.5°	-18.6 dB	12°

Tabla 11: Resultados obtenidos en HFSS con el 90% de eficiencia

Observamos que el parámetro S_{11} aumenta cuando modulamos la antena, mientras que el S_{21} disminuye, siendo la antena Hanning con el S_{11} más bajo y la antena Hamming con el S_{21} más bajo. Por otro lado, al modular la antena conseguimos que el ancho de banda de adaptación del S_{11} aumente. La eficiencia de radiación aumenta en el caso de las antenas Hamming y Hanning, siendo en la antena Hamming casi del 90%. En cuanto al ángulo de radiación, en todos los diseños se mantiene próximo a los 30°. También podemos ver que el nivel del lóbulo principal a lóbulo secundario aumenta al modular la antena (disminuye el SLL), aunque los diagramas se ensanchan más (aumenta el ancho de haz). El SLL más bajo se obtiene con la antena Hanning y es de -18.6 dB.

En la Tabla 12 se muestran los resultados obtenidos en HFSS, pero en este caso cuando la eficiencia de radiación es del 95%.

	S_{11}	S_{21}	$BW_{adaptación}$	e_{ff}	θ_{rad} (°)	SLL	$\Delta\theta_{-3dB}$
Antena no modulada	-11.58 dB	-11.58 dB	0.67 GHz	79.28%	33°	-9.90 dB	9°
Antena coseno	-11.09 dB	-12.70 dB	1.3 GHz	78.36%	32°	-18.40 dB	12°
Antena Hamming	-13.25 dB	-23.12 dB	1.6 GHz	90.59%	31°	-18.92 dB	13°
Antena Hanning	-10.75 dB	-21.38 dB	1.75 GHz	86.68%	32°	-18.16 dB	13°

Tabla 12: Resultados obtenidos en HFSS con el 95% de eficiencia

En este caso tenemos que el valor del S_{11} es parecido en todas las antenas, mientras que el S_{21} disminuye bastante en el caso de las antenas Hamming y Hanning, siendo la antena Hamming donde se consiguen los parámetros S más bajos. Aquí también tenemos que el ancho de banda de adaptación del S_{11} aumenta cuando se modula la estructura. La eficiencia de radiación es mayor en el caso de las antenas moduladas, donde el valor más grande se consigue en la antena Hamming con un 90.59%. El ángulo de radiación es próximo a 30° en todos los diseños. También se observa que el SLL disminuye en todos los casos, siendo la antena Hamming es donde se consigue el SLL más bajo y su valor es de -18.92 dB.

Con esto, vemos que los diseños de las antenas moduladas de Hamming de 95% de eficiencia y las de Hanning del 90% y 95% de eficiencia consiguen reducir el SLL al mismo nivel que la modulación tipo coseno, consiguiendo simetría en la estructura, por lo que su operatividad se extiende a los dos puertos. De entre todos los diseños, el que mejores prestaciones da es el conseguido empleando una ventana Hamming con el 95% de eficiencia.

5. Conclusiones y líneas futuras

El principal objetivo de este proyecto era el de diseñar una antena de onda de fuga (leaky-wave antenna o LWA) con lóbulos secundarios reducidos y con operatividad por sus dos puertos. Para ello, se han buscado diferentes configuraciones de modulaciones simétricas de modo que la estructura se comporte igual desde ambos puertos. Con el fin de reducir difracción en los extremos de la LWA, las modulaciones que se han explorado tienen baja o nula radiación al principio y al final de la antena y mayor tasa de radiación en el centro.

Se ha demostrado que con modulaciones convencionales como tipo coseno, el funcionamiento de la antena cuando se alimenta por ambos puertos opuestos no es similar, lo que puede ir en detrimento del desempeño de la antena en aplicaciones que requieran una operatividad bidireccional. Además, con mayor eficiencia de radiación esta diferencia de comportamiento se ve incrementada.

A través del análisis teórico de los diferentes diseños, se ha podido hacer un estudio previo de las modulaciones simétricas que daban mejores resultados en términos de ancho de haz y nivel de lóbulo secundario (side lobe level o SLL), resultando ser las modulaciones a través de ventanas de Hamming y Hanning las más apropiadas.

Finalmente, los diseños se han llevado a una estructura real basada en la tecnología de guía de onda integrada en sustrato (substrate-integrated waveguide o SIW), teniendo que diseñar y optimizar una red de alimentación a través de simulaciones full-wave con el programa HFSS. De los resultados mostrados, el mejor diseño conseguido es con una modulación tipo Hamming con una eficiencia del 95%, obteniendo una reducción del lóbulo secundario de alrededor de 10 dB (de unos -10 dB para la antena sin modular a -20 dB), manteniendo un comportamiento igual por ambos puertos.

Como líneas futuras, queda la fabricación y medidas del diseño óptimo para validar los resultados a través de la obtención de los diagramas de radiación en cámara anecoica. Por otro lado, la integración de esta antena en sistemas de localización y posibles mejoras de prestaciones de estos sistemas queda también como trabajo futuro.

6. Bibliografía

- [1] A. Oliner and D. Jackson. “Antenna Engineering Handbook”. McGraw-Hill Education, 4 edition, 2007.
- [2] D. R. Jackson, C. Caloz and T. Itoh. “Leaky-wave antennas”. Proceedings of the IEEE, vol. 100, no. 7, pp. 2194-2206. July 2012.
- [3] S.G. Kim and K. Chang. “Low-cost monopulse antenna using bidirectionally-fed microstrip patch array”. Electron Lett., vol. 39, no. 20, pp. 1428-1429. Oct 2003.
- [4] M. Poveda-García, D. Cañete-Rebenaque and J. L. Gómez-Tornero. “Frequency-scanned monopulse pattern synthesis using leaky-wave antennas for enhanced power based direction-of-arrival estimation”. IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 67, no. 11, pp. 7071-7086, Nov 2019.
- [5] M. K. Emará, D. J. King, H. V. Nguyen, S. Abielmona, and S. Gupta. “Millimeter-wave slot array antenna front-end for amplitude-only direction finding”. IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 68, no. 7, pp. 5365-5374, 2020.
- [6] A. Gil-Martinez, M. Poveda-Garcia, and J. L. Gómez-Tornero, “Direct synthesis of frequency-scanned monopulse half-width microstrip leaky-wave antennas,” in Proc. Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2020), pp. 1–4, 2020.
- [7] J.-C. Wu, C.-C. Chang, T.-Y. Chin, S.-F. Chang, M.-C. Chiu, C.-Y. Hsu, and R.-H. Lee, “Wireless indoor localization using dynamic monopulse receiver,” in *Proc. 7th Eur. Radar Conf.*, Sep./Oct. 2010, pp. 69-72.
- [8] M. Del Prete, D. Masotti, N. Arbizzani, and A. Costanzo, “Remotely identify and detect by a compact reader with mono-pulse scanning capabilities,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 61, no. 1, pp. 641-650, Jan. 2013.
- [9] R. Parada, A. Carreras, J. Meila-Segui, R. Pous, “Study of a monopulse system with RFID antennas for applications oriented to retail industry,” *UbiComp '13*, September 8–12, 2013.
- [10] C. Alcaraz, J. V. Balbastre and F. Vega, “Monopulse RFID reader for enhanced intelligent transportation systems applications,” *2015 IEEE Brasil RFID*, 2015, pp. 1-4.
- [11] K. Aoki, T. Sakogawa and F. Kuroki, “An antenna having wide radiation pattern but narrow beam in operation based on monopulse system for security gate applications at UHF band,” *2017 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, 2017, pp. 132-134.

- [12] Y. Álvarez-López, M. E. Cos-Gómez, and F. Las-Heras-Andrés, “A received signal strength RFID-based indoor location system,” *Sensors Actuators A. Phys.*, vol. 255, pp. 118–133, 2017.
- [13] J.L. Gomez-Tornero, D. Canete-Rebenaque, J. A. Lopez-Pastor, and A. S. Martinez-Sala, “Hybrid analog-digital processing system for amplitude-monopulse RSSI-based MIMO WiFi Direction-of-Arrival estimation,” *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.*, vol. 12, no. 3, 2018.
- [14] J.A. López-Pastor, A. Gómez-Alcaraz, D. Cañete-Rebenaque, A.S. Martínez-Sala, and J.L. Gómez-Tornero, “Near-field monopulse DoA estimation for angle-sensitive proximity WiFi readers”, *IEEE Access*, vol. 7, no. 1, pp. 88450- 88460, Jun. 2019.
- [15] J.A. López-Pastor, P. Arqués-Lara, J.J Franco-Peñaranda, A.J. García-Sánchez and J.L. Gómez-Tornero, “Wi-Fi RTT-based active monopulse RADAR for single access point localization”, *IEEE Access*, vol. 9, pp. 34755-34766, 2021.
- [16] N. Honma, R. Tazawa, K. Kikuchi, A. Miura, Y. Sugawara, and H. Minamizawa, “Indoor-positioning using RSSI: DOD-based technique versus RSSI-ranging technique,” *Proc. 8th Int. Conf. Indoor Position. Indoor Navig. IPIN2017*, pp. 171-WIP, 2017.
- [17] N. Honma, R. Tazawa, A. Miura, Y. Sugawara, and H. Minamizawa, “RSS-based DOA / DOD estimation using bluetooth signal and its application for indoor tracking,” in *2018 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, 2018, pp. 1–7.
- [18] R. Tazawa, N. Honma, A. Miura, and H. Minamizawa, “RSSI-based localization using wireless beacon with three-element array,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E101.B, no. 2, pp. 400–408, 2018.
- [19] L. C. Godara, “Application of antenna arrays to mobile communications. II. Beam-forming and direction-of-arrival considerations,” *Proc. IEEE*, vol. 85, no. 8, pp. 1195–1245, Aug. 1997.
- [20] S. Abielmona, H. V. Nguyen, and C. Caloz, “Analog direction of arrival estimation using an electronically-scanned CRLH leaky-wave antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 4, pp. 1408–1412, Apr. 2011.
- [21] J. Werner, J. Wang, A. Hakkarainen, N. Gulati, D. Patron, D. Pfeil, K. Dandekar, D. Cabric, and M. Valkama, “Sectorized antenna-based DoA estimation and localization: Advanced algorithms and measurements,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 33, no. 11, pp. 2272–2286, Nov. 2015.
- [22] H. Paaso, N. Gulati, D. Patron, A. Hakkarainen, J. Werner, K. R. Dandekar, M. Valkama, and A. Mammela, “DoA estimation using compact CRLH leaky-wave antennas: Novel algorithms and measured performance,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 9, pp. 4836–4849, Sep. 2017.

- [23] S. Maddio, A. Cidronali, and G. Manes, "RSSI/DoA based positioning systems for wireless sensor network," in *New Approach Indoor Outdoor Localization System*. Rijeka, Croatia: InTech, 2012, ch. 7, pp. 139-162.
- [24] E. Taillefer, A. Hirata, and T. Ohira, "Direction-of-arrival estimation using radiation power pattern with an ESPAR antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 2, pp. 678–684, Feb. 2005.
- [25] L. Kulas, "RSS-based DoA estimation using ESPAR antennas and interpolated radiation patterns," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 17, no. 1, pp. 25–28, Jan. 2018.
- [26] Y. J. Cheng, W. Hong, K. Wu, and Y. Fan, "Millimeter-wave substrate integrated waveguide long slot leaky-wave antennas and two-dimensional multibeam applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 1, pp. 40–47, Jan. 2011.
- [27] M. Ettorre, R. Sauleau, and L. Le Coq, "Multi-beam multi-layer leaky-wave SIW pillbox antenna for millimeter-wave applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 4, pp. 1093–1100, Apr. 2011.
- [28] L.-F. Herrán, A. Algaba-Brazález, and E. Rajo-Iglesias, "Ka-Band Planar Slotted Waveguide array based on groove gap waveguide technology with a glide-symmetric holey metasurface," in *Scientific Reports, Nature*, vol. 11, no. 1, pp. 1-9, April 2021, DOI: 10.1038/s41598-021-88054-5.
- [29] F. V. Vidarsson et al., "Conformal Parallel Plate Waveguide Polarizer Integrated in a Geodesic Lens Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 70, no. 11, pp. 10327-10337, Nov. 2022.
- [30] P. Castillo-Tapia et al., "Two-dimensional beam steering using a stacked modulated geodesic luneburg lens array antenna for 5G and beyond," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 71, no. 1, pp. 487-496, Jan. 2023.
- [31] F. Pizarro, D. Ramirez-Gil, A. Algaba-Brazález, L. Fernando Herrán-Ontanón, and E. Rajo-Iglesias, "Comparison study of 4×4 Butler matrices in microstrip technologies for Ka-band," *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 122, July 2020.
- [32] A. Algaba-Brazalez and E. Rajo-Iglesias, "Design of a Butler matrix at 60GHz in inverted microstrip gap waveguide technology," 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Vancouver, BC, Canada, 2015, pp. 2125-2126.
- [33] N. Niculescu and B. Nath, "VOR base stations for indoor 802.11 positioning," in *Proceedings of the 10th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, MobiCom '04*, pp. 58–69, Sep 2004.

- [34] J. Vongkulbhisal and Y. Zhao, "An RFID-based indoor localization system using antenna beam scanning," in *Proceedings of the 9th International Conference on Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, Phetchaburi, Thailand, 2012, pp. 1–4.
- [35] L. Shen, Q. Zhang, J. Pang, H. Xu, P. Li, and D. Xue, "ANTspin: Efficient absolute localization method of RFID tags via spinning antenna" *Sensors*, vol. 19, no. 9, p. 2194, 2019.
- [36] G. Zhang, D. Zheng, J. Guo, Y. Hou, and D. Zeng, "Dynamic modeling and mobility analysis of the 3-R(RRR)R antenna mechanism," *Robotica*, vol. 1–19, 2021.
- [37] A. Gil-Martinez, M. Poveda-García, D. Cañete-Rebenaque and J.L. Gómez-Tornero, "On the use of leaky-wave antennas for amplitude monopulse comparison," in *Proc. Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2022)*, Madrid, Spain, 2022, pp. 1-5.
- [38] J.L. Gómez-Tornero, "Smart leaky-wave antennas for iridescent IoT wireless networks," Ch.4 in *Antenna and Array Technologies for Future Wireless Ecosystems*, Y.J. Guo and R. W. Ziolkowski (editors), Ed. John Wiley & Sons. IEEE press, 2022, pp.119-181.
- [39] A. J. Martínez-Ros, J. L. Gómez-Tornero, and G. Goussetis, "Frequency scanning leaky wave antenna for positioning and identification of RFID tags," in *Proc. IEEE Int. Conf. RFID-Technol. Appl. (RFID-TA)*, Sep. 2011, pp. 451–456.
- [40] A. Gil-Martínez, Y. El Gholb, M. Poveda-García, J. L. Gómez-Tornero and N. E. A. El Idrissi, "An array of leaky wave antennas for indoor smart wireless access point applications," in *Proc. 2019 Int. Conf. on Wireless Networks and Mobile Communications (WINCOM)*, 2019, pp. 1-4.
- [41] A. Gil-Martínez, M. Poveda-García, J. A. López-Pastor, J. C. Sánchez-Aarnoutse and J. L. Gómez-Tornero, "Wi-Fi direction finding with frequency-scanned antenna and channel-hopping scheme," *IEEE Sensors Journal*, vol. 22, no. 6, pp. 5210- 5222, Mar. 2022.
- [42] J.A. Lopez-Pastor, M. Poveda-García, A. Gil-Martínez, D. Cañete-Rebenaque, and J.L. Gómez-Tornero, "Two-dimensional localization system for mobile IoT devices using a single Wi-Fi access point with a passive frequency-scanned antenna", *IEEE Internet of Things Journal*, in press, 2023.
- [43] A. Gil-Martínez, M. Poveda-García, D. Cañete-Rebenaque, and J.L. Gómez-Tornero, "Metasurface antenna for fast frequency scanning with application to conical direction finding", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 22, no. 7, pp. 1632-1636, Jul. 2023.
- [44] M. Poveda-García, et al., "RSSI-based direction-of-departure estimation in Bluetooth Low Energy using an array of frequency-steered leaky-wave antennas," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 9380-9394, Jan. 2020.

- [45] M. Poveda-García, A. G. Martínez and J. L. Gomez-Tornero, “Frequency-scanned focused leaky-wave antennas for direction-of-arrival detection in proximity BLE sensing applications,” in *Proc. 14th Eur. Conf. Antennas Propag.* (EuCAP 2020), Mar. 2020, pp. 1-4.
- [46] M. Poveda-García, et al. “Frequency-scanned leaky-wave antenna topologies for two-dimensional direction of arrival estimation in IoT wireless networks,” in *Proc.15th Eur. Conf. Antennas Propag.* (EuCAP 2021), Mar, 2021, pp. 1-4.
- [47] M. Poveda-García, J. Oliva-Sánchez, R. Sánchez-Iborra, D. Cañete-Rebenaque, J.L. Gómez-Tornero, “Dynamic wireless power transfer for cost-effective wireless sensor networks using frequency-scanned beaming,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 8081-8094, Jan. 2019.
- [48] A. Gil-Martínez, M. Poveda-García, D. Cañete-Rebenaque, and J.L. Gómez-Tornero, “Frequency-scanned monopulse antenna for RSSI-based direction finding of UHF RFID tags”, *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 21, no. 1, pp. 158-162, Jan. 2022.
- [49] A. Gil-Martínez, M. Poveda-García, J. García-Fernández, M. M. Campo-Valera, D. Cañete-Rebenaque, and J.L. Gómez-Tornero, “Direction finding of RFID tags in UHF band using a passive beam-scanning leaky-wave antenna”, *IEEE Journal of Radio Frequency Identification*, vol. 6, pp. 552-563, Jun. 2022.
- [50] M. Campo-Valera, M. Poveda-García, J. García-Fernández, A. Gil-Martínez, D. Cañete-Rebenaque and J. L. Gómez-Tornero, “Laboratory to develop a practical hand-made monopulse antenna for RFID localization systems,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 132108-132120, Dec. 2022.
- [51] J.L. Gómez-Tornero, A. Gil-Martínez, M. Poveda-García, and D. Cañete-Rebenaque, “ARIEL: passive beam-scanning Antenna terminal for Iridescent and Efficient LEO satellite connectivity”, *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 21, no. 11, pp. 2268-2272, Nov. 2022.
- [52] J.L. Gómez-Tornero, M. Poveda-García, R. Romero-Justiniano, A. Gil-Martínez, and D. Cañete-Rebenaque, “Design of Frequency-Beam Scanning Antennas for Ultra Wide Band Impulse RADAR Applications”, in *Proc. Eur. Conf. Antennas Propag.* (EuCAP 2023), Florence, Italy, 2023, pp. 1-5.
- [53] M. Poveda-García, A. Gil-Martínez, F. Salmeron, and J.L. Gómez-Tornero, “Frequency-beam-scanning mm-wave antennas for direction-finding RADAR”, in *Proc. 19th European Radar Conference in the 52nd European Microwave Week (EuMW 2022)*, Milan, Italy, 2023, pp. 1-4.
- [54] D. Zelenchuk, A.J. Martínez-Ros, T. Zvolensky, J.L. Gomez-Tornero, G. Goussetis, N. Buchanan, D. Linton, and V. Fusco, “W-band planar wide-angle scanning antenna architecture,” *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, vol. 34, Issue 2, pp.127-139, Jan. 2013.

- [55] J. L. Gómez-Tornero, M. Poveda-García, R. Guzmán-Quirós and J. C. Sánchez-Arnause, “Design of Ku-band wireless power transfer system to empower light drones,” in *Proc. IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, Aveiro, Portugal, 2016, pp. 1-4.
- [56] M. Poveda-García, and J.L. Gómez-Tornero. “Ambiguity resolution in amplitude-monopulse systems using broad-beam patterns”. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, no. 4, pp. 503-507.
- [57] A. Oliner and K. Lee, “Microstrip leaky wave strip antennas,” in *Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, Jun. 1986, vol. 24, pp. 443–446.
- [58] A. A. Oliner, “Leakage from higher modes on microstrip line with application to antennas,” *Radio Sci.*, vol. 22, pp. 907–912, Nov. 1987.
- [59] K. S. Lee, “Microstrip Line Leaky Wave Antenna,” Ph.D. dissertation, Polytechnic Inst., Brooklyn, New York, Jun. 1986.
- [60] G. Zelinski, G. Thiele, M. Hastriter, M. Havrilla, and A. Terzuoli, “Half width leaky wave antennas,” *Microw. Antennas Propag.*, vol. 1,no. 2, pp. 341 –348, Apr. 2007.
- [61] J.L. Gómez-Tornero, D. Cañete, and A. Álvarez, “Microstrip leaky-wave antenna with control of leakage rate and only one main beam in the azimuthal plane”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol.56, No.2, pp. 335–344, Feb. 2008.
- [62] L.O. Goldstone, A. A. Oliner, “Leaky-Wave Antennas I: Rectangular Waveguide”, *IRE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 7, no. 4, Oct. 1959.
- [63] J.L. Gómez and A.A. Melcón, “Non-orthogonality relations between complex-hybrid-modes: an application for the leaky-wave analysis of laterally-shielded top-open planar transmission lines”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 52, No.3, pp. 760-767, March 2004.
- [64] J.L. Gómez-Tornero, D. Cañete and A. Álvarez-Melcón, “Printed-circuit leaky-wave antenna with pointing and illumination flexibility”, *IEEE Microwave and Wireless Components Lett.*, Vol.15, No.8, pp.536-538, August 2005.
- [65] J.L. Gómez-Tornero, G.Goussetis, A.Feresidis, and A.A.Melcón, “Control of leaky-mode propagation and radiation properties in hybrid dielectric-waveguide printed-circuit technology: experimental results”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol.54, No.11, pp.3383-3390, Nov. 2006.
- [66] M. García-Vigueras, J.L. Gómez-Tornero, G. Goussetis, J.S. Gómez-Díaz, and A. Álvarez-Melcón, “A modified pole-zero technique for the synthesis of waveguide leaky-wave antennas loaded with dipole-based FSS”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol.58, No.6, pp. 1971–1979, June 2010.

- [67] M. García-Vigueras, J.L. Gómez-Tornero, G. Goussetis, A. R. Wiley, and Y. Jay Guo, "Efficient synthesis of 1D fabry-perot antennas with low sidelobe levels," *IEEE Antennas and Wireless Propagat. Lett.*, vol.11, pp. 869 - 872, August 2012.
- [68] F. Xu and K. Wu, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 1, pp. 66–73, Jan. 2005.
- [69] D. Deslandes and K.Wu, "Substrate integrated waveguide leaky-wave antenna: Concept and design considerations," in *Proc. APMC, Suzhou, China, Dec. 2005*, pp. 346–349.
- [70] A.J. Martínez-Ros, J.L. Gómez-Tornero, and G. Goussetis, "Planar leaky-wave antenna with flexible control of the complex propagation constant", *IEEE Trans. Antennas Propagat*, vol.60, no.3, pp. 1625 - 1630, Mar. 2012.
- [71] A. J. Martinez-Ros, J. L. Gómez-Tornero and G. Goussetis, "Broadside radiation from radial arrays of substrate integrated leaky-wave antennas," *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Prague, Czech Republic, 2012, pp. 252-254.
- [72] J.L. Gómez-Tornero, A.J. Martínez-Ros, A. Álvarez-Melcón, F. Mesa and F. Medina, "Substrate integrated waveguide leaky-wave antenna with reduced beam squint", *European Microwave Conference*, pp. 491-494, 2013.
- [73] A.J. Martínez-Ros, J.L. Gómez-Tornero, and G. Goussetis, "Multifunctional angular bandpass filter SIW leaky-wave antenna", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, no., pp. 936-939, Oct. 2016.
- [74] M. Poveda-García, D. Cañete-Rebenaque, G- Goussetis, J.L. Gómez-Tornero, "Coupling substrate-integrated waveguides to increase the gain bandwidth of leaky-wave antennas", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Special Issue on SIW Circuits and Systems, vol.66, no.6, pp. 3099-3109, June 2018.
- [75] L. Wang, J.L. Gómez-Tornero, O. Quevedo-Teruel, "Substrate integrated waveguide leaky-wave antenna with wide bandwidth via prism coupling", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Special Issue on SIW Circuits and Systems, vol.66, no.6, pp. 3110 - 3118, June 2018.
- [76] A.J. Martínez-Ros, J.L. Gómez-Tornero, and G. Goussetis, "Holographic pattern synthesis with modulated substrate integrated waveguide line-source leaky-wave antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.61, no.7, pp.3466-3474, July 2013.
- [77] J.L.Gómez Tornero, "Analysis and design of conformal tapered leaky wave antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.10, pp. 1068 - 1071, October 2011

- [78] A.J. Martínez-Ros, J.L. Gómez-Tornero, and G. Goussetis, “Conformal tapered substrate integrated waveguide leaky-wave antenna”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.62, no.12, pp.5983-5991, Dec. 2014.
- [79] H. Monteagudo Villatoro. “Análisis y modelado de la función de iluminación de antenas leaky wave en tecnología planar”. Universidad Politécnica de Cartagena. Septiembre 2011.
- [80] J. L. Gómez Tornero. “Análisis de Modos de Fuga en Estructuras Planares Apantalladas Lateralmente y Diseño de Nuevas Antenas “Leaky-Wave” en Tecnología Híbrida Impresa-Apantallada”. Tesis Doctoral. Departamento de Tecnologías de la Información y las Comunicaciones. UPCT, Cartagena, Región de Murcia, 2005.
- [81] J. Liu, D. R. Jackson and Y. Long. “Substrate Integrated Waveguide (SIW) Leaky-Wave Antenna With Transverse Slots” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 1, pp. 20-29. Jan. 2012.
- [82] Y. Dong and T. Itoh. “Composite Right/Left-Handed Substrate Integrated Waveguide and Half Mode Substrate Integrated Waveguide Leaky-Wave Structures” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 3, pp. 767-775. March 2011.
- [83] A.J. Martinez-Ros. “Thesis in Analysis and Synthesis of Leaky-Wave Devices in Planar Technology”. PhD thesis, Universidad Politécnica de Cartagena, July 2014.
- [84] C. Di Nallo, F. Frezza and A. Galli & P. Lampariello (1998). “Rigorous evaluation of ohmic-loss effects for accurate design of traveling-wave antennas,” *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 12:1, 39-58.
- [85] J. L. Gómez-Tornero, G. Goussetis and A. Álvarez-Melcón (2007). “Correction of Dielectric Losses in Practical Leaky-wave Antenna Designs, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*”, 21:8, 1025-1036.
- [86] Microstrip Line Calculator. <https://www.emtalk.com/mscalc.php>