

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



**Grado en Ingeniería en Tecnologías y Servicios de
Telecomunicación**

TRABAJO FIN DE GRADO

**DISEÑO DE ARRAY DE PARCHES SOBRE GUÍA RADIAL Y
TORNILLOS DE SINTONÍA**

Autor: Gustavo Feijóo Carrillo

Tutor: José Luis Masa Campos

JULIO 2015

DISEÑO DE ARRAY DE PARCHES SOBRE GUÍA RADIAL Y TORNILLOS DE SINTONÍA

Autor: Gustavo Feijóo Carrillo

Tutor: José Luis Masa Campos

**Grupo de Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas
(RFCAS)**

Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones

Escuela Politécnica Superior

Universidad Autónoma de Madrid

Julio 2015



RESUMEN

Con el desarrollo de las tecnologías de radiofrecuencia, las antenas sobre guía radial han cobrado importancia en aplicaciones de radar y comunicaciones satelitales. Se desarrollan primeramente por sus capacidades de servir como sistemas de abordó.

En este trabajo se emprende el diseño de una antena de array de parches sobre guía radial basado en una de iguales características pero cuya estructura de acoplo estaba formada por líneas de acoplo, cuando en este caso se propone el uso de pines de acoplo por su mayor sencillez. Además, anteriormente no se han tenido en cuenta los efectos de acoplos mutuos en el proceso de diseño de la antena, y es objetivo fundamental de este trabajo, aplicar los conocimientos desarrollados en el grupo RFCAS, sobre este tipo de diseño que toma en cuenta el efecto de los acoplos entre los distintos elementos de la antena.

Finalmente, se demuestra la viabilidad de este diseño estimado prestaciones relevantes que se requieren de estos sistemas, diagrama de radiación, ganancia, adaptación y eficiencia.

PALABRAS CLAVE

Guía radial, parche impreso, pines de acoplo, RLPA, acoplos mutuos, factor de array, array circular, antena

ABSTRACT

With the development of radio technologies, antennas supported by a radial line have flourished, gaining in importance and number of uses, like radar or satellite communications. They show a great advantage over dish antennas with a very low profile, serving as on-board satellite systems.

In the following pages, you will find a design process for a radial line patch antenna, where the effects of mutual coupling within all the components is taken into account for the design of the antenna. It will be shown that a low computing time can be achieved for this purpose, and the viability of the design will be estimated as well.

KEYWORDS

Radial Line, printed patch antenna, coupling pins, RLPA, mutual coupling, array factor, circular array, antenna

AGRADECIMIENTOS

A mis padres, Gonzalo y Gladys

A mi hermana, Gaby

A mis Guinness y Murphie's

A mi tutor por darme un voto de confianza, o más de uno...

A todos los humanos del RFCAS, más específicamente, los del 107 que son los mejores y uno que se cuele del 116

Muchas Gracias, de corazón.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. MOTIVACIÓN	1
1.2. OBJETIVOS.....	1
1.3. ESTRUCTURA DE LA MEMORIA.....	¡ERROR! MARCADOR NO DEFINIDO.
2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS Y ESTADO DEL ARTE	2
2.1. FUNDAMENTOS DE ANTENAS.	2
2.1.1. IMPEDANCIA DE ENTRADA.....	2
2.1.2. PARÁMETROS S. ABSTRACCIÓN DE CIRCUITOS DE ALTA FRECUENCIA.	3
2.1.3. ADAPTACIÓN A LA ENTRADA Y ANCHO DE BANDA.....	4
2.1.4. DIAGRAMA DE RADIACIÓN.....	5
2.1.5. DIRECTIVIDAD, EFICIENCIA Y GANANCIA.....	6
2.1.6. POLARIZACIÓN DE LA ANTENA	7
2.2. FUNDAMENTOS DE ARRAYS.	8
2.2.1. FACTOR DE ARRAY ANULAR.	8
2.3. GUÍA DE ONDA RADIAL	10
2.4. ESTADO DEL ARTE DE ARRAY DE PARCHES SOBRE GUÍA RADIAL.....	11
3. DISEÑO DE LA RED DE ALIMENTACIÓN	13
3.1. CONSIDERACIONES PREVIAS	13
3.1.1. POLARIZACIÓN	13
3.1.2. DISTRIBUCIÓN ESPACIAL DE LOS ELEMENTOS.....	14
3.1.3. DISTRIBUCIÓN DE AMPLITUD Y FASE	15
3.2. RED DE ALIMENTACIÓN	15
3.2.1. MODELO DE GUÍA RADIAL.....	16
3.2.2. FUNCIÓN EQUIVALENTE DE ALIMENTACIÓN. ABSTRACCIÓN SERIE-PARALELO.....	19
3.2.3. CARACTERIZACIÓN DE LOS PINES DE ACOPLO.....	20
3.2.3.1. MAGNITUD DEL COEFICIENTE DE ACOPLO.....	21
3.2.3.2. FASE DEL COEFICIENTE DE ACOPLO	22
3.2.3.3. CARACTERÍSTICAS DEL PIN DE ACOPLO	22
3.2.4. DISEÑO DE LOS ANILLOS	23
3.2.4.1. FLUJO DE POTENCIA EN LA ESTRUCTURA.....	23
3.2.5. DISEÑO DE LOS PRIMEROS 6 ANILLOS	24
3.2.5.1. CARGA ADAPTADA- ANILLO 7.....	25
3.2.6. APROXIMACIÓN A LA RED COMPLETA POR SECCIONES LOCALES	27
3.2.6.1. MAGNITUD DEL COEFICIENTE ACOPLAMIENTO	27
3.2.6.2. FASE DEL COEFICIENTE DE ACOPLO	28
3.2.6.3. ESTIMACIÓN DE LA ADAPTACIÓN DE LA RED A PARTIR DE LOS MODELOS SIMPLES	29
3.2.6.4. PÉRDIDAS Y EFICIENCIA	29
4. DISEÑO DEL ELEMENTO RADIANTE – DOBLE PARCHÉ APILADO	31
4.1.1. DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL DOBLE PARCHÉ	33
4.1.2. GANANCIA Y EFICIENCIA	34
4.1.3. ADAPTACIÓN DEL DOBLE PARCHÉ	34
4.1.4. EFECTOS SOBRE EL FACTOR DE ARRAY	35

5.	INTEGRACIÓN- ARRAY DE PARCHES SOBRE GUÍA RADIAL (RLPA).....	36
5.1.	ANILLOS DE PARCHES SIN RED DE ALIMENTACIÓN	37
5.1.1.	ESTIMACIÓN DE DIAGRAMA DE RADIACIÓN PARA DISTINTAS APROXIMACIONES DE LA RED DE ALIMENTACIÓN.	38
5.1.2.	ESTIMACIÓN DE DIAGRAMA DE RADIACIÓN A EXTREMOS DE LA BANDA DE TRABAJO.....	38
5.2.	RED DE ALIMENTACIÓN CON ANILLO DE PARCHES.....	39
6.	CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO	41
6.1.	CONCLUSIONES	41
6.2.	APRENDIZAJE	41
6.3.	TRABAJO FUTURO.....	42

1. INTRODUCCIÓN

1.1. Motivación

El continuo desarrollo en las capacidades y servicios de los sistemas de radar y radiocomunicaciones, forma el principal motor que impulsa la innovación en el mundo de las antenas. La necesidad de mayores prestaciones se hace indispensable para los sistemas actuales donde priman el bajo coste, alta eficiencia y ganancia, así como la dimensión de la antena y su tiempo de fabricación, desde el papel hasta su puesta en marcha.

El empleo de la guía radial como base de diseño ofrecería un gran potencial para cumplir con dichas necesidades ya que permitiría la fabricación de antenas compactas de altas prestaciones y bajo coste. Además, nutriéndose de tecnologías ya consolidadas en las antenas de tecnología impresa, las posibilidades de desarrollo son enormes con la experiencia que tiene el grupo RFCAS en el desarrollo de antenas con dicha tecnología.

En definitiva, se busca abrir una línea de desarrollo de antenas basada en guías radiales que sea capaz de cumplir las demandas actuales y futuras de la industria.

1.2. Objetivos

El propósito de este TFG es el de explorar las posibilidades de diseño de antenas de altas prestaciones que se basen en una red de alimentación con guía radial. En primera instancia, se comprobará la capacidad de los programas comerciales actuales para llevar a cabo esta tarea, en concreto el programa disponible en la escuela, *CST Microwave Studio*, ya que se desea aplicar métodos desarrollados para otro tipo de antenas como en [1], [2] y [3], validando su utilidad para el nuevo tipo de antena.

Se diseñará una antena a 17 GHz para la banda Ku (12 GHz - 18 GHz), conformada por un array circular de 7 anillos concéntricos, cuya red de alimentación será una guía radial y los elementos radiantes serán de tecnología impresa. Para alimentar cada elemento radiante desde la guía se usarán pines de acoplo basados en conectores coaxiales de 50 Ω ampliamente disponibles en el mercado. A continuación se esboza los principales puntos:

- Diseño y caracterización de la guía radial.
- Estudio básico de acoplos mutuos dentro de la guía.
- Diseño del elemento radiante.
- Integración de red y elemento radiante para analizar las características de radiación del array.
- Medir las prestaciones de la antena.

2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS Y ESTADO DEL ARTE

2.1. Fundamentos de Antenas.

Una antena es una estructura, usualmente metálica, que adapta las ondas electromagnéticas entre un medio libre y uno físico, a través de su radiación o recepción. Es un dispositivo pasivo y recíproco, es decir, su caracterización en transmisión también lo hace para recepción, por tanto, se suele obviar una de las dos. Las antenas están caracterizadas por su frecuencia de trabajo, encontrando importantes aplicaciones en la banda de microondas, que abarca desde los 300 MHz hasta los 300 GHz.

Como se ha definido líneas arriba, una antena adapta el campo electromagnético a un medio físico, este medio es lo que se llama línea de transmisión y actúa en conjunto con las antenas para conformar el sistema de radio. Al igual que las antenas, quedan definidas por la frecuencia de trabajo y son el bloque fundamental para implementar redes circuitales de radiofrecuencia.

La organización IEEE publica un documento con las definiciones estándar de antenas. Este se conoce como el estándar IEEE-145 1973, con revisiones periódicas, siendo vigente la del 2013. A continuación se detallan las más relevantes a este proyecto así como conceptos fundamentales de la teoría electromagnética.

2.1.1. Impedancia de entrada.

Esta impedancia es la relación entre la tensión y la corriente existente entre los terminales de entrada de la antena, denotada Z_A .

Es útil representar la antena por su equivalente de Thevenin, donde se descompone su impedancia en elementos básicos como resistencias y reactancias que permiten simplificar el análisis.

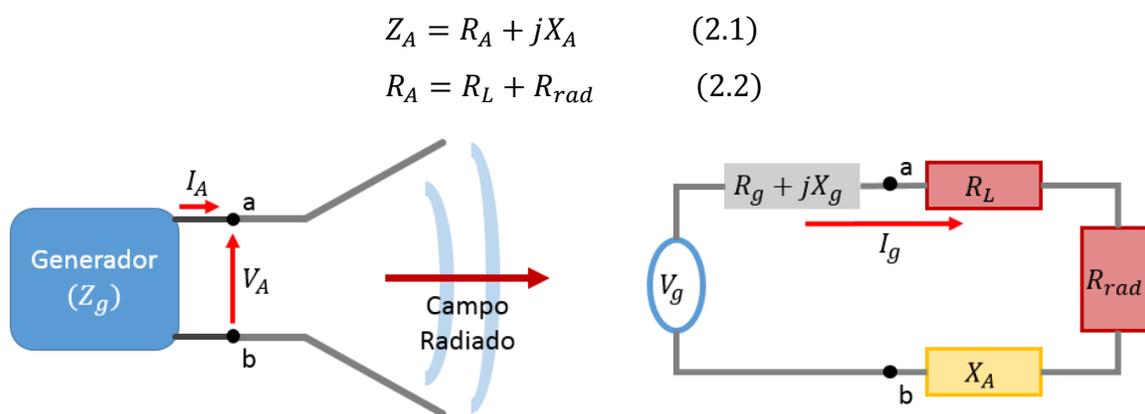


Fig- Esquema de antena y modelo circuital

2.1.2. Parámetros S. Abstracción de circuitos de alta frecuencia.

El modelo de parámetros **S** es análogo a otras abstracciones comúnmente empleadas en circuitos, pero donde no se consideran efectos de propagación a diferencia de las líneas de transmisión donde es primordial considerar dichos efectos. Al caracterizar un circuito con esta técnica, se obtiene una **matriz de parámetros S** que relacionan los niveles de potencia entre los distintos terminales de la red analizada.

Esta abstracción se basa en la definición de dos ondas en cada terminal, una incidente (a_i) y otra reflejada (b_i), estas ondas se conocen como ondas de potencia normalizada. Este enfoque permite hacer medidas físicas sobre los circuitos de alta frecuencia donde carece de sentido las medidas ordinarias de tensión y corriente.

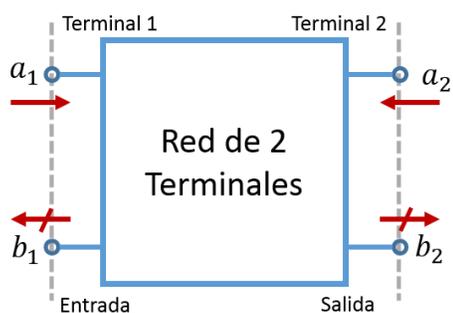


Fig. Abstracción de Red S-Param

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

$$\left[\begin{array}{l} s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \\ s_{21} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \end{array} \quad \begin{array}{l} s_{12} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \\ s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \end{array} \right] \quad (2.4)$$

El método de cálculo para los parámetros **S** es similar al de los otros modelos, como los de impedancia o admitancia, pero en este caso la forma de simplificación es mediante una carga adaptada. Con esto se logra eliminar la onda reflejada y analizando un terminal cuando los demás están adaptados permite calcular sus parámetros asociados, luego de forma iterativa se repite el proceso para cada terminal.

Cada uno de los parámetros tendrá asociada una relación de potencia entre los terminales de la red que se describe de la siguiente manera:

- **s_{11}** “Reflexión a la entrada”, relación de potencia que se refleja en el terminal 1 sobre la que incide en él mismo.
- **s_{12}** “Ganancia Inversa”, relación entre potencia alimentada en el terminal 2 y potencia que llega al terminal 1.
- **s_{21}** “Ganancia directa”, relación entre potencia alimentada en el terminal 1 y potencia que llega al terminal 2.
- **s_{22}** “Reflexión a la salida”, relación de potencia que se refleja en el terminal 2 sobre la que incide en él mismo.

Cabe destacar que si la red es pasiva y sin pérdidas, se cumple que $|s_{ij}|^2 \leq 1$. Esto se puede relacionar con un balance de potencia tal que el s_{21} es la potencia transmitida y el s_{11} la reflejada, y al no disiparse potencia dentro de la red queda,

$$|s_{11}|^2 + |s_{21}|^2 = 1$$

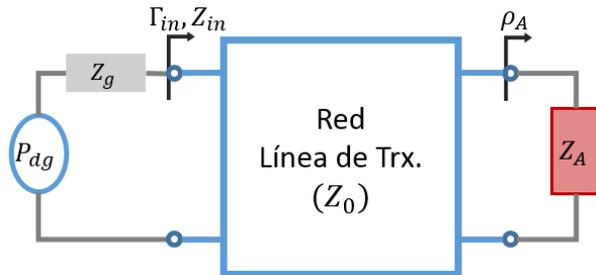
Y más generalmente, $\mathbb{S} \cdot \mathbb{S}^{*t}$

2.1.3. Adaptación a la entrada y ancho de banda.

Una antena se considera adaptada cuando la potencia que incide sobre su entrada es transmitida al medio, es decir, la interconexión entre la red que soporta la antena y ésta no genera una onda reflejada. Además, el conjunto de red y antena se considera adaptado cuando la potencia disponible a la entrada del conjunto es la que transmite al medio.

Para esto se definen dos coeficientes, uno de reflexión (ρ) y el otro de adaptación (Γ). Al igual que una antena está caracterizada por una impedancia Z_A , una línea de transmisión también tiene una impedancia característica Z_0 . En el punto de interconexión se define el coeficiente de reflexión (2.6), éste se puede relacionar con los parámetros **S** y coincide con el s_{11} .

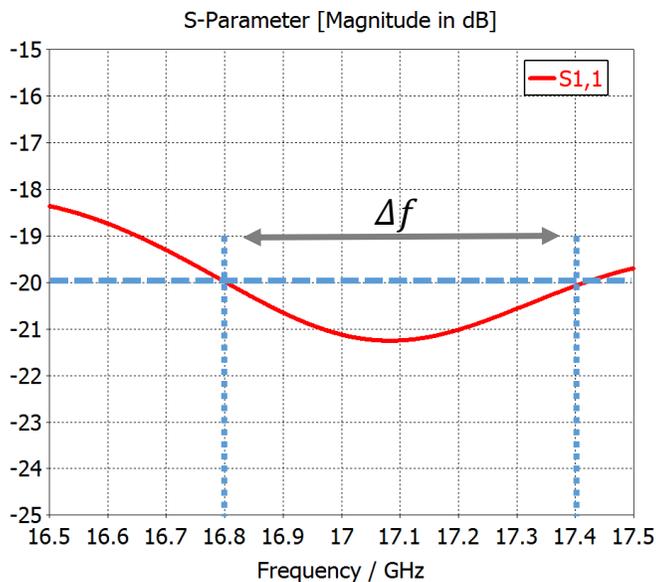
Por otra parte, el coeficiente de adaptación se define en la interfaz entre generador y antena y nos dará una idea de la potencia transmitida al sistema desde el generador. Además, este coeficiente también se puede relacionar al s_{11} bajo las condiciones adecuadas posibilitando calcular la adaptación de la antena con dicho parámetro.



$$\rho_A = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2.6)$$

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_g^*}{Z_{in} + Z_g} \quad (2.7)$$

El **ancho de banda (BW)** de la antena se puede definir de muchas formas, ya que se basa en el cumplimiento de alguna condición de funcionamiento para una banda de frecuencias. Es usual definir el ancho de banda en función de la adaptación de la antena, expresado como porcentaje de la frecuencia central donde se cumple la condición dicha. La restricción más general es de una adaptación inferior a -10 dB, en este trabajo se aumenta la restricción a -20 dB.



$$BW : |s_{11}| < -20dB$$

$$BW = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{0,6}{17} 100 = 3,5\%$$

Fig. Definición de ancho de banda

2.1.4. Diagrama de Radiación.

Se puede decir que esta es la característica primordial de una antena ya que define la forma en que esta radia. Es una función matemática que representa las propiedades de radiación de la antena en el espacio libre, usualmente empleando coordenadas esféricas.

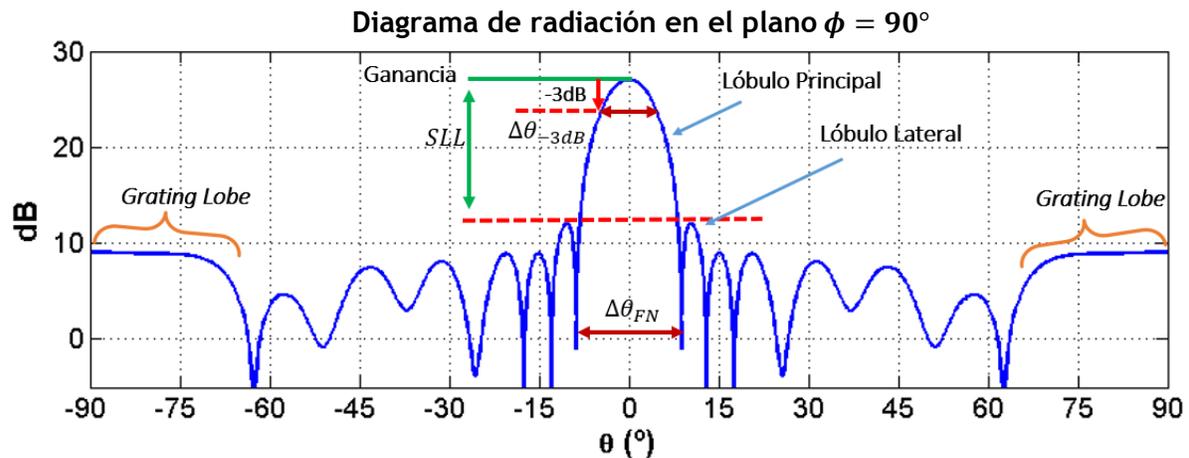


Fig. Diagrama de Radiación esquematizado

Para una rápida comprensión de las características del diagrama, este se suele representar en cortes de ϕ . Esto es, por convención, con la antena sobre el plano XY radiando en dirección \hat{z} , se definen dos planos principales, el vertical o plano-E, y el horizontal o plano-H. Estos corresponden a cortes de $\phi = 90^\circ$ y $\phi = 0^\circ$ respectivamente, así se representa el diagrama de radiación en función de θ . A continuación se detallan las principales características asociadas al diagrama.

- **Lóbulo principal:** aquél con mayor magnitud de radiación.
- **Lóbulos menores:** son los lóbulos de nivel inferior al lateral.
- **Lóbulos laterales:** los contiguos al principal o los segundos en magnitud.
- **Nivel de lóbulo lateral, (Side Lobe Level – SLL):** es la relación de ganancia entre el máximo del lóbulo principal y el lóbulo lateral de mayor magnitud.
- **Lóbulo de difracción, (Grating Lobe):** este tipo de lóbulo aparece en las antenas que agrupan varios elementos radiantes y depende de la separación entre estos, en general es un efecto indeseado.
- **Ancho de haz a media potencia ($\Delta\theta_{-3dB}$):** es la anchura angular del lóbulo principal cuando su magnitud de potencia ha caído a la mitad.
- **Ancho de haz entre nulos ($\Delta\theta_{FN}$):** similar a la anterior, pero respecto al primer nulo del diagrama.

2.1.5. Directividad, eficiencia y ganancia.

Para una antena, la **directividad** representa el nivel de **intensidad de radiación** ($U(\theta, \phi)$) en una dirección dada, respecto de la intensidad promedio radiada en todas direcciones (U_0). Si no se especifica lo contrario, la directividad se da en la dirección de apuntamiento (θ_0, ϕ_0) y se denota D_0 , directividad máxima.

$$D = \frac{U}{U_0} \xrightarrow{(\theta_0, \phi_0)} D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{U_{max}}{\frac{P_{rad}}{4\pi}}$$

Para conocer la intensidad de radiación se integra la **densidad de potencia radiada** (P_{rad}) en la esfera que encierra la antena. En este caso el diferencial de superficie se define en **estereorradianes**, lo que representa una sección esférica cerrada conocida como ángulo sólido, cuya superficie es equivalente a la de un cuadrado de lado igual al de la esfera. Bajo este esquema, la superficie de una esfera en estereorradianes es igual a 4π .

La **eficiencia** de una antena se compone de varios factores, denotándose como eficiencia total (ζ_0) al producto entre:

- Eficiencia de radiación: $\zeta_{rad} = \zeta_c \cdot \zeta_d = R_{rad} \cdot (R_L + R_{rad})^{-1}$
- Eficiencia de adaptación: $\zeta_{adap} = (1 - |\Gamma|^2)$

$$\zeta_0 = \zeta_{adap} \cdot \zeta_{rad} \quad (\#)$$

La eficiencia de radiación se compone de la de los conductores y dieléctricos, pero debido a la difícil caracterización y medición de cada una, se agrupan dando lugar a la eficiencia de radiación, que facilita su cálculo y medida. El segundo término, corresponde con el nivel de adaptación de la antena.

La **ganancia** es otra medida que ayuda a describir el desempeño de la antena, relacionando la directividad de la misma con su eficiencia. A continuación se presenta un diagrama de flujo basado en el estándar IEEE-145, donde se concilia los tres conceptos vistos.

- P_{ent} , es la potencia a la entrada del sistema.
- P_0 , es la potencia que llega al elemento radiante.
- G , es la ganancia del elemento radiante.
- G_R , es la ganancia real de la antena.

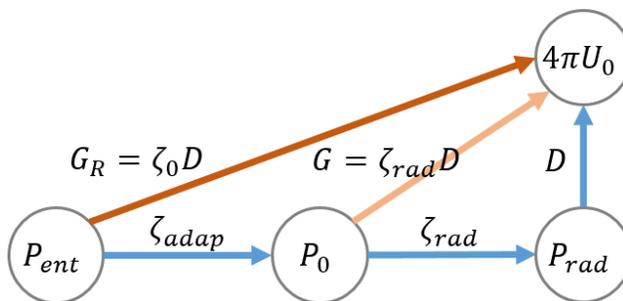


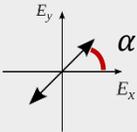
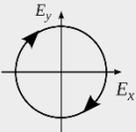
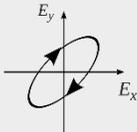
Fig. Diagrama de flujo de Ganancia

2.1.6. Polarización de la antena

La polarización es la curva trazada por el vector del campo eléctrico a lo largo de su eje de propagación, el cual sirve de referencia para definir los tipos de polarización.

La polarización se puede clasificar en tres tipos, lineal, circular y elíptica (caso general de la circular). Si el vector que describe el campo sólo apunta en una dirección, se considera polarización lineal. Por el contrario, si esta dirección varía con el tiempo, se considera elíptica tomando la característica circular cuando las variaciones son iguales en las dos componentes del vector.

Este parámetro queda definido por dos valores, la relación axial y la orientación de la polarización.

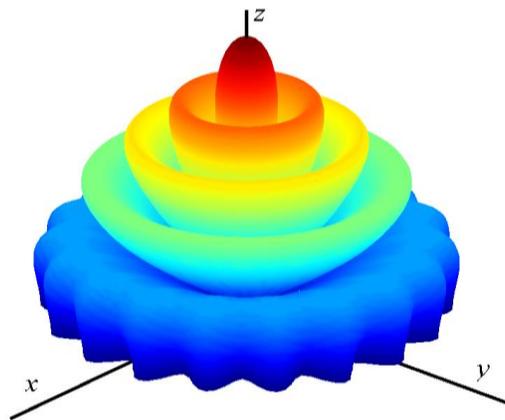
Tipo	Lineal	Circular	Elíptica
Diagrama			
Relación Axial (AR)	∞	1	$\frac{Eje_{mayor}}{Eje_{menor}} \in [1, \infty)$
Orientación	α	A derechas (horario) o A izquierdas (antihorario)	

2.2. Fundamentos de arrays.

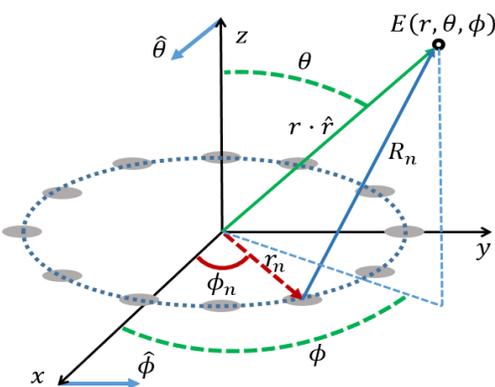
Un array circular es aquel donde los elementos radiantes se encuentran ubicados sobre el perímetro de una circunferencia formando un anillo. Usualmente se emplean en arrays conformados, ya sea de varios anillos concéntricos o sobre la superficie de un cilindro. Estas configuraciones son de mucho interés práctico, hallando aplicaciones en todos los ámbitos de sistemas de radiofrecuencia. La clave es su geometría circular, que les dota de simetría axial, haciéndolos ideales para aplicaciones de cobertura total. Esta ventaja rinde especialmente en antenas de difusión y en antenas de radar.

2.2.1. Factor de array anular.

El factor de array es la expresión matemática que caracteriza las principales propiedades del array como la directividad, el apuntamiento y la relación de ganancia entre el lóbulo principal y el secundario (SLL).



El comportamiento del factor de array queda definido por la posición de los elementos, la alimentación de cada uno y el número total de estos. Su formulación se simplifica al considerar todos los elementos radiantes iguales entre sí, tanto en intensidad de campo como su dirección de apuntamiento, ya que esto permite factorizar la expresión del diagrama de radiación y origina la expresión del factor de array.



Sea el campo normalizado,

$$E_n(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N a_n \frac{e^{-jkR_n}}{R_n}$$

Sea R_n la distancia desde cada elemento al punto de observación. Es posible reducir su expresión al considerar un punto de observación muy lejano tal que,

$$R_n \gg r_n \Rightarrow R_n \approx r$$

Fig. Elementos de un array circular

Bajo esta aproximación, la expresión de campo queda reducida de esta manera

$$E_n(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_{n=1}^N a_n e^{jkr_n \sin \theta \cos(\phi - \phi_n)}$$

Examinando la expresión se ve que el sumatorio sólo depende de la elevación y el azimut, así es posible sustituirlo por una función $FA(\theta, \phi)$

$$E(r, \theta, \phi) = E_0(\theta, \phi) \frac{e^{-jkr}}{r} \cdot [FA(\theta, \phi)] \quad (\#)$$

De esta manera, el campo total se puede conocer a partir de $FA(\theta, \phi)$ la distancia y el campo del elemento unitario $E_0(\theta, \phi)$.

La función $FA(\theta, \phi)$ es el llamado factor de array

$$FA(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^{N_{\text{anillo}}} a_n e^{j(kr_n \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) + \alpha_n)}$$

$$a_n = I_n e^{j \cdot \alpha_n}$$

Donde a_n representa los valores de alimentación del elemento n .

Así mismo, el factor de array para P anillos concéntricos se consigue sumando cada anillo, ya que la contribución de cada uno se considera independiente y se pueden sumar.

$$FA_P(\theta, \phi) = \sum_{k=1}^P FA_{\text{anillo}_k} = \sum_{k=1}^P \sum_{n=1}^{N_k} I_{k_n} e^{j(kr_k \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) + \alpha_{k_n})} \quad (\#)$$

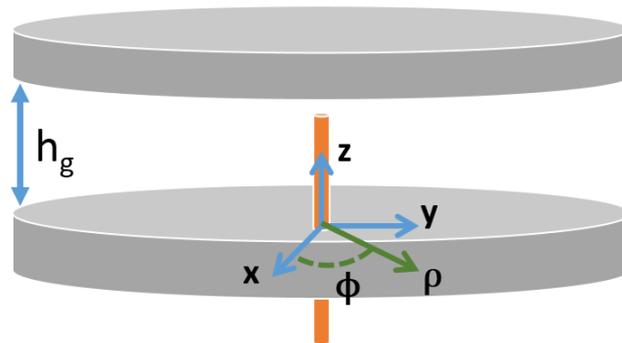
Además, si consideramos que todos los a_n tienen igual magnitud y el desfase entre todos los elementos es nulo, es posible simplificar la expresión tal que

$$FA_{\text{Unif}}(\theta, \phi) = \sum_{k=1}^P FA_{\text{anillo}_k} = \sum_{k=1}^P I_0 \sum_{n=1}^{N_k} e^{j(kr_k \sin \theta \cos(\phi - \phi_n))} \quad (\#)$$

2.3. Guía de onda radial

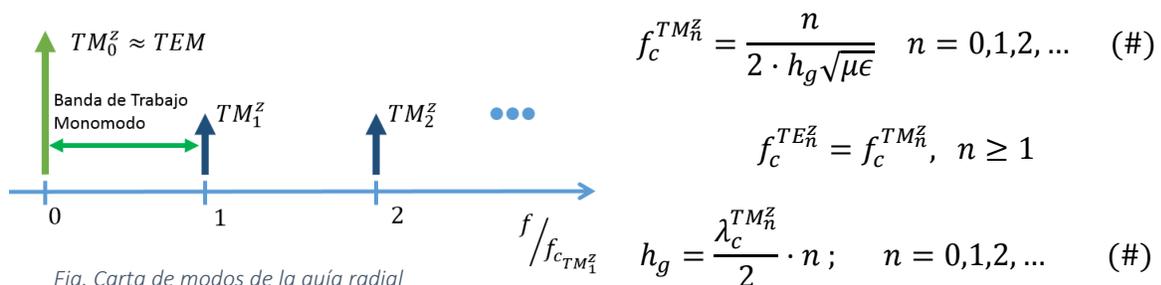
La guía radial es una estructura compuesta por dos planos conductores paralelos entre sí, separados una distancia interna h , llamada altura de la guía. La denominación radial se le da por la forma en que se propagan las ondas en el interior de la misma. Precisamente las de mayor interés lo hacen con frentes de onda equifase en dirección radial con respecto a su fuente, en general ubicada en el centro de la estructura.

Usualmente la separación entre placas está rellena de aire, ayudando al diseño de sistemas de bajas pérdidas. Esta característica la coloca en una posición ventajosa para realizar redes de distribución de potencia de muchos puertos.



En los problemas de electromagnetismo, las diversas configuraciones de campo que satisfacen las ecuaciones de Maxwell se conocen como modos de propagación. Los más recurrentes son tres, el modo Transversal Electromagnético (TEM), Transversal Eléctrico (TE) y Transversal Magnético (TM). Estos quedan definidos por la geometría y las dimensiones de la estructura mediante su **frecuencia de corte** $f_c (\geq 0)$, esto es, la frecuencia a la cual un modo empieza a propagarse en la estructura.

Como se ha visto en el capítulo 2.2.6 de [4], existe una familia de modos de especial interés. Los TM_n^z , estos se podrán aproximar a un modo TEM cuando n es cero, y siempre que la altura de la guía sea suficientemente pequeña y el radio suficientemente grande.

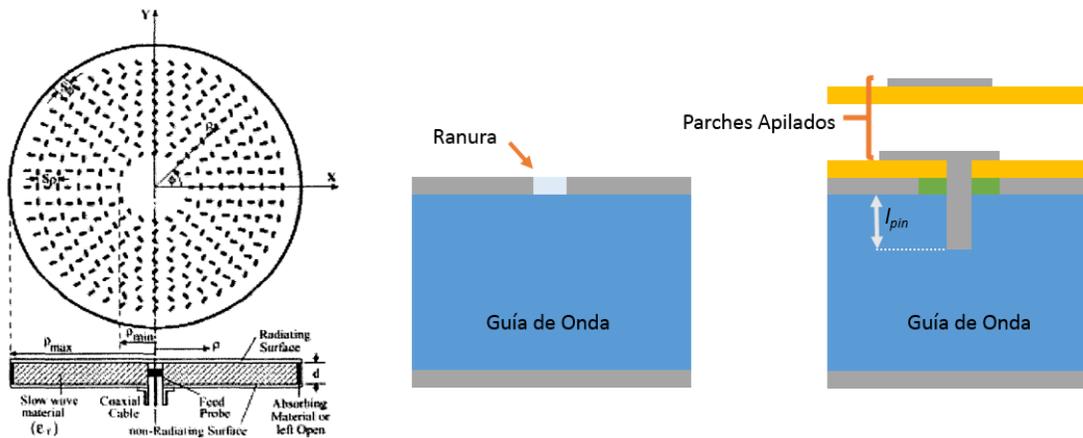


La altura de la guía, para la frecuencia de trabajo deseada, se podrá deducir a partir de la ecuación de la frecuencia de corte del modo TM_n^z , donde se elige la frecuencia del primer modo superior para obtener el ancho de banda monomodo adecuado al sistema diseñado.

$$h_{g_{max}} = \frac{\lambda_c^{TM_n^z}}{2}; n = 1$$

2.4. Estado del arte de array de parches sobre guía radial.

Este tipo de antena es una rama de la familia de los arrays circulares, empleando una guía radial (*Radial Line RL*) como elemento básico de su red de alimentación. Con esto se logra conformar una antena de anillos concéntricos aprovechando la onda radial que se produce dentro de la guía.



Los primeros desarrollos fueron, principalmente, con ranuras (*Radial Line Slot Array - RLSA*) como elemento radiante gracias a su bajo perfil y facilidad de integración sobre guías metálicas. Sin embargo, este tipo de estructura es poco versátil ya que no se puede controlar su amplitud y fase de alimentación sin modificar sus características, obligando a un compromiso entre buena adaptación y la forma del diagrama de radiación, [5].



Fig. RLPA en la que se basa este trabajo, a la derecha la guía radial y a la izquierda los parches

El uso de parches impresos (Radial Line Patch Array - RLPA) como elemento radiante mitiga las desventajas de las ranuras a cambio de un incremento en el perfil de la antena al ser una tecnología multicapa. Al emplearse dicha tecnología, permite controlar la distribución de fase a la vez que se mantiene la distancia de separación entre elementos del array, lográndose los diagramas de radiación deseados. Además, se puede maximizar la adaptación ya que permite el uso de estructuras de acoplo entre guía y parches que son independientes del elemento radiante.

Inicialmente se encuentra el uso de sondas coaxiales como en [6] y [7], y más recientemente el uso de parches de acoplo dentro de la guía como en [1]. La sonda coaxial es más sencilla de modelar frente al parche pero este último ofrece más ejes de libertad al diseñador y, principalmente, mayor facilidad y fiabilidad de fabricación.

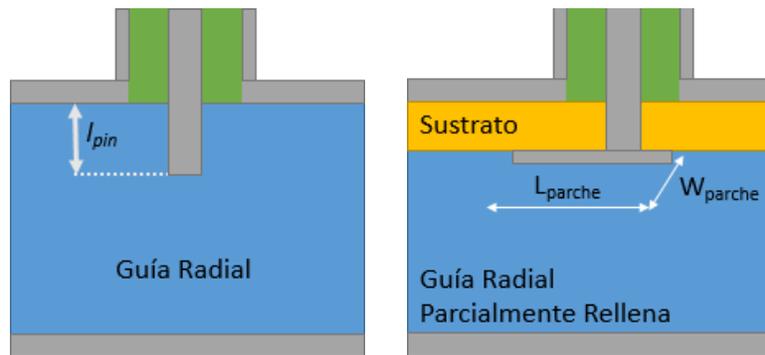


Fig. Elementos de acoplo estudiados

Dicho esto, dentro del grupo RFCAS se han desarrollado varias antenas, empleando agrupaciones de parches radiantes junto con líneas de acoplo. Para estas antenas se han desarrollado métodos de análisis de acoplos mutuos que permiten mejorar el proceso de diseño y obtener prestaciones óptimas. La antena radial, en la que se basa este TFG, fue desarrollada como parte de la tesis doctoral de mi tutor, José Luis Masa Campos.

En líneas generales, las diversas antenas de parches que forman este estado del arte se han diseñado sin tener en cuenta los acoplos mutuos; tanto dentro de la guía, como entre los elementos radiantes. En el caso de las antenas de ranuras, sí se han realizado modelos de acoplo entre los elementos radiantes [8] con resultados que permiten mejorar las prestaciones. En este trabajo se quiere implementar el análisis de acoplos mutuos en toda la estructura y dar a las RLPA las mejoras que dicho análisis conlleva.

3. DISEÑO DE LA RED DE ALIMENTACIÓN

3.1. Consideraciones Previas

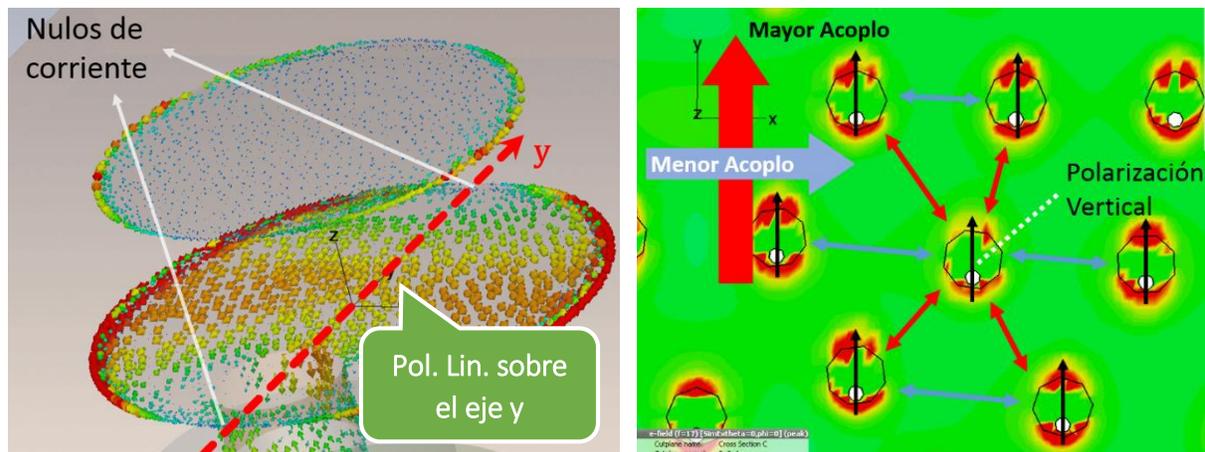
Para ayudar al proceso de diseño se debe partir de un conjunto de especificaciones fundamentales, a continuación se enumeran las mismas.

- La banda de trabajo está comprendida entre 16,5 GHz y 17,5 GHz, siendo la frecuencia central de diseño de 17 GHz.
- Alta Ganancia: >25 dB.
- Alta Eficiencia: >85%.
- La red de alimentación debe emplear una guía de onda radial.
- La antena conformará un array plano circular de 168 elementos con un total de 7 anillos y un incremento uniforme de 6 elementos por anillo.
- La polarización debe ser lineal.
- El apuntamiento debe ser de tipo *broadside*, es decir, con su lóbulo principal perpendicular al plano de la antena. Cualquier desapuntamiento es indeseado.
- Para las tareas de modelado y simulación se empleará el software *CST Microwave Studio*, disponible en la escuela.

De esta lista de especificaciones, se debe enfatizar en varios aspectos que se derivan de ellas y que serán fundamentales para conseguir el funcionamiento deseado de la antena.

3.1.1. Polarización

La polarización de la antena depende de factores como la fase de alimentación y la forma en que se generan las corrientes en los elemento radiantes. En este caso se quiere que sea lineal, es decir, que el flujo de corriente se produzca en una única dirección. Para esto, se diseña el elemento unitario con dicha polarización y en el array se disponen todos los elementos de tal forma que compartan la dirección de polarización (copolares). Esta propiedad también pesará sobre los niveles de acoplamiento indeseado entre elementos, ya que se intensificaría entre elementos copolarizados.

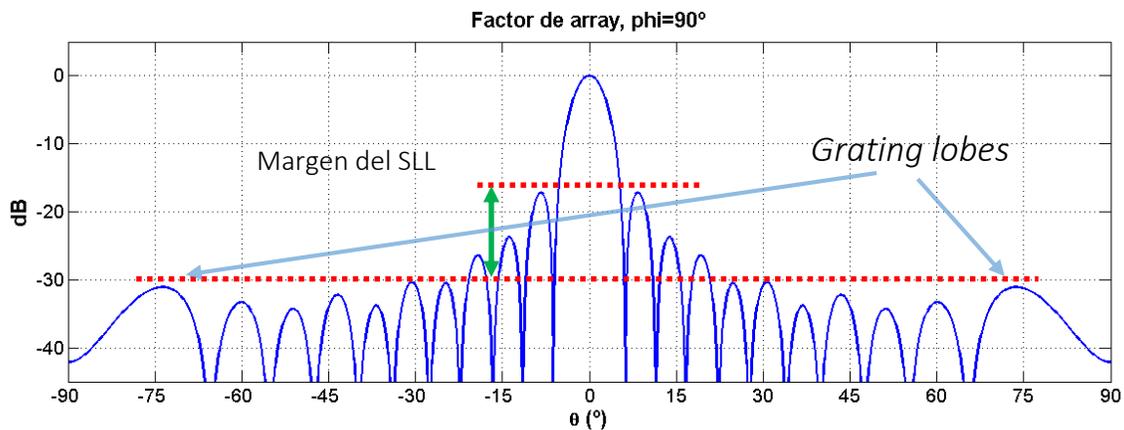


3.1.2. Distribución espacial de los elementos

La separación entre elementos definirá la posible aparición de *grating lobes*, lo cual es un efecto indeseado y debe mitigarse al máximo. La separación teórica, [8], a la que empiezan a producirse los *grating lobes* es $d \geq \lambda_0/2$. Por otro lado, una corta separación entre elementos aumenta los efectos de acoplamiento mutuo entre los mismos que puede producir una degeneración de los niveles de alimentación y fase de los elemento radiantes.

Así mismo, es necesario distinguir entre la longitud de onda en el espacio libre λ_0 asociada a los *grating lobes*, y la longitud de onda asociada al medio que soporta la red de alimentación λ_g . Como en este caso, si la guía está rellena de aire, $\lambda_g = \lambda_0$ hace igual las relaciones espaciales dentro y fuera de la guía. Por otro lado, si el medio está compuesto por otro dieléctrico o varios, $\lambda_g = \lambda_0/\sqrt{\epsilon_{ef}}$ ¹ debe escalarse acordemente las distancias para integrar ambas estructuras y cumplir con la distribución espacial deseada.

Estas limitaciones dificultan el libre posicionamiento de los anillos de la antena, obligando a un compromiso entre efectos de acoplos mutuos o la aparición de *grating lobes*, así como la adaptación a la entrada de la antena.



A la vista de los resultados obtenidos en [1], se partirá de una separación entre anillos de $\Delta r = 3\lambda_0/4$, ya que logra una mejor adaptación a la entrada por la técnica de cancelación de pequeñas reflexiones. Con esta distancia entre anillos los elementos de cada uno tendrán una separación media de $3\lambda_0/4$, que a pesar de superar el límite de $\lambda_0/2$ mantiene el nivel de *grating lobes* por debajo del límite marcado por el SLL. Tomándose estas medidas, quedará por verse el efecto de los acoplos mutuos sobre las prestaciones de la antena y serán una de las principales métricas a observar.

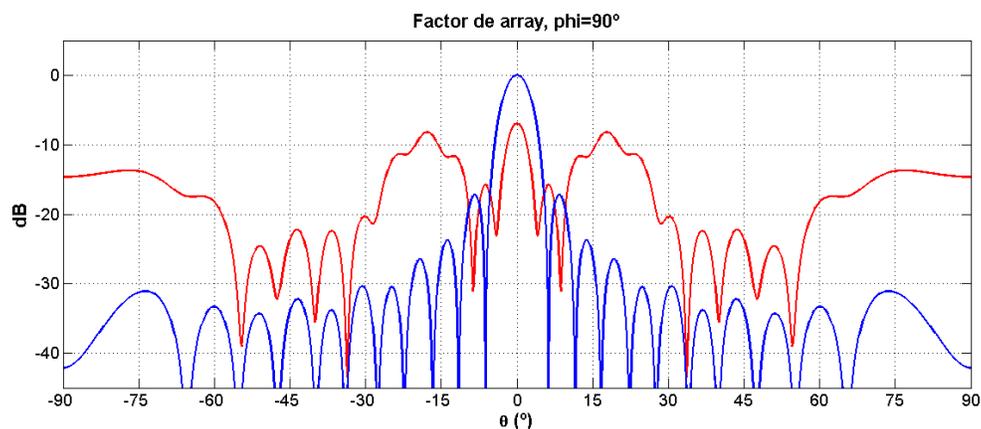
¹ ϵ_r es la permitividad relativa de un medio homogéneo. Cuando no lo es, puede modelarse con una permitividad efectiva ϵ_{ef} como en las guías parcialmente rellenas.

3.1.3. Distribución de Amplitud y Fase

La distribución de amplitud y fase es la variable básica que tiene el ingeniero para controlar el comportamiento del diagrama de radiación de la antena. La distribución de amplitud define, principalmente, la ganancia máxima del array y el nivel de lóbulo lateral. Y, aún más importante, es la distribución de fase que pesará sobre todas las propiedades del diagrama de la antena. En este caso, se busca un diseño de máxima ganancia por lo que se opta por una distribución de alimentación uniforme, es decir, cada elemento tendrá el mismo nivel de potencia radiada.

En un array circular el apuntamiento no se ve afectado por el desfase entre anillos sino por los desfases entre elemento del mismo anillo. Para conseguir el comportamiento *broadside* con máxima ganancia, la fase debe ser igual en todos los elementos. Para esto se aprovecha la onda cilíndrica que se propaga por la guía radial, que será equifase para los elementos de un mismo anillo. Así, sólo será necesario compensar la fase entre los distintos anillos.

A continuación se muestra el profundo efecto que puede producirse por el desfase entre anillos. En este caso la separación de $3\lambda_0/4$ equivale a un desfase de 270° dando lugar a un diagrama de radiación severamente desfigurado, observando el aumento de lóbulos secundarios en casi todo el margen visible y la caída de ganancia asociada.



3.2. Red de Alimentación

Como pieza fundamental del array, se busca un diseño óptimo para la red de alimentación. En trabajos anteriores - [1], [2], [9] - se han seguido procesos de diseño que buscan una red óptima a través de la división del problema en segmentos más fáciles de manejar y que conllevan menor coste computacional.

En este caso se busca aplicar dichas técnicas al proceso de diseño de la red de alimentación mediante guía radial, lo cual cómo se verá en este capítulo, conlleva algunos compromisos.

Siguiendo esta filosofía, se buscará reducir el diseño al modelo que mejor aproxime los efectos del sistema completo y permita diseñar toda la red y toda la antena.

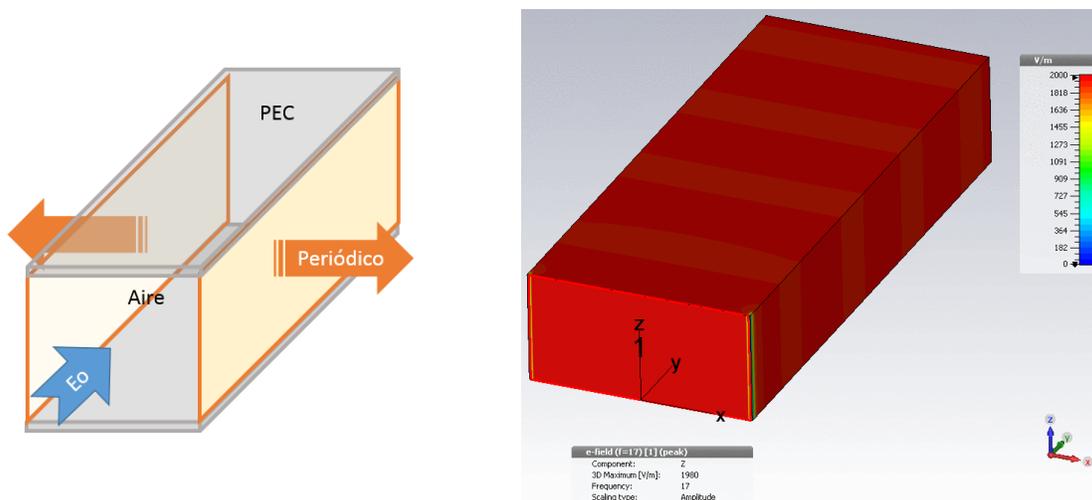
3.2.1. Modelo de guía radial

Esta guía puede verse de dos maneras primordiales, una es en su forma de placas paralelas infinitas y la otra como una cavidad cerrada que le daremos un tratamiento de guía radial acabada en cortocircuito. Este último modelo implica tener que considerar en los cálculos la estructura completa en todo momento añadiendo gran dificultad al proceso de diseño.

En cambio, el modelo básico de placas paralelas es *a priori*, más fiable y flexible pero conlleva la dificultad de emplear dos placas que se extienden al infinito. A pesar de ello, este problema se puede resolver estableciendo condiciones de contorno adecuadas.

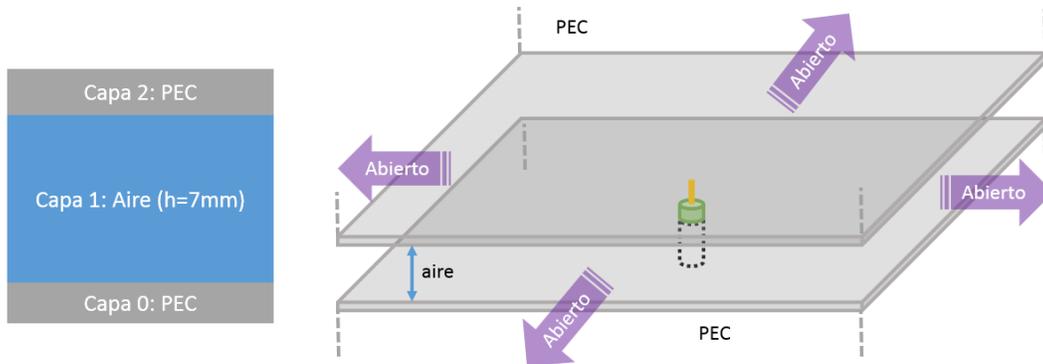
Se estudian dos caminos para el modelado, uno donde la guía se reduce a una sección rectangular con dos paredes periódicas y otra donde se implementan dos placas conductoras infinitas.

Debido al puerto de análisis que implementa el software de simulación, este es incapaz de generar un frente de onda cilíndrico como el que se espera en una guía radial. En las pruebas hechas se observa este efecto y el modelo se aproxima a una guía de placas paralelas rectangulares. Lo que nos deja como única vía el modelo de placas infinitas.



En la imagen de la derecha se presenta la componente no nula del campo eléctrico. El color rojo en toda la estructura representa la amplitud del campo, indicando que esta es constante. Este comportamiento no es consistente con una onda cilíndrica cuya densidad de campo decae con la distancia, por lo que se desecha este modelo.

Por otro lado, se prueba el modelo de placas infinitas, empleando una sonda coaxial en el origen para estimular los campos dentro de la estructura. Definir las placas infinitas se reduce a llenar todo el espacio de simulación con el material y la geometría deseada. Esto se logra con capas apiladas definidas en el espacio de trabajo y con condiciones de contorno de abierto. Dichas capas son tratadas especialmente por el software, llenando con el material de cada una el espacio total donde están definidas. Esto se llama material de fondo.



Con el modelo de capas sí se obtiene el comportamiento esperado de guía radial. Se presenta a continuación la estructura empleada y dos representaciones del campo eléctrico dentro de la guía. Se destaca en la figura c) la decaída en intensidad de campo con el radio, y en la figura d) un mapa de calor con el valor de intensidad a $h/2$ de la guía. Además, en la figura b) se representan los frentes de onda cilíndricos.

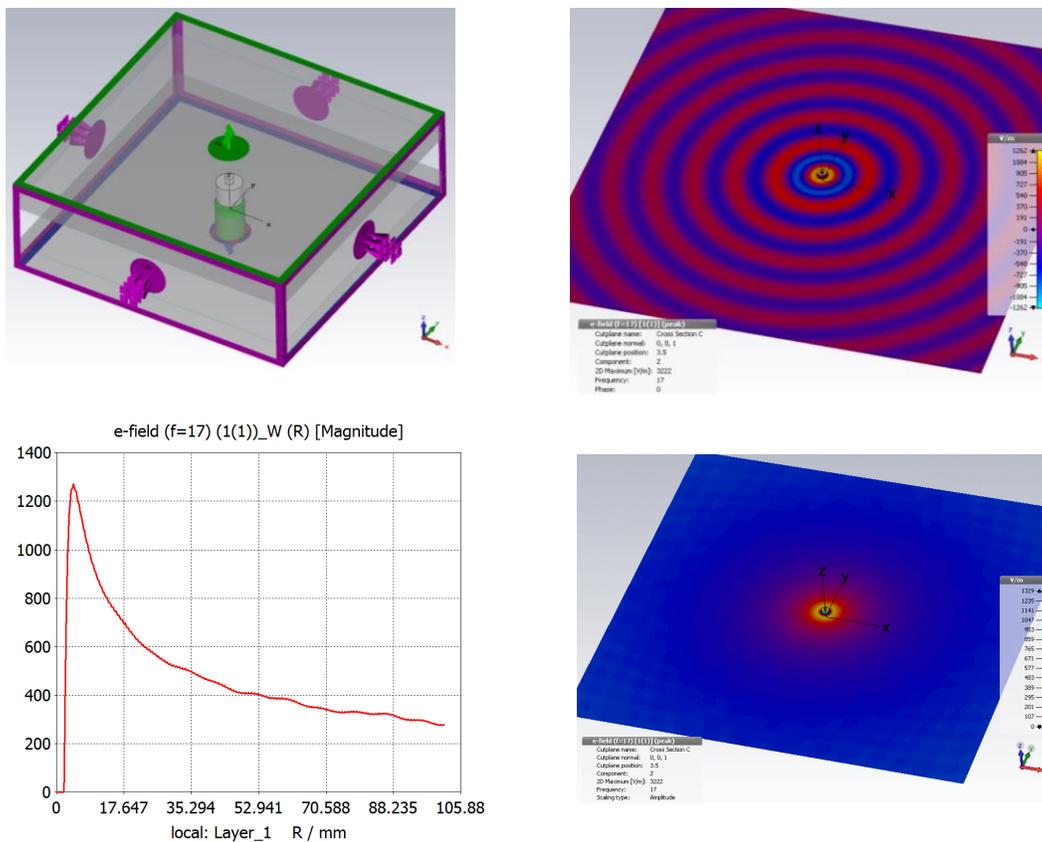
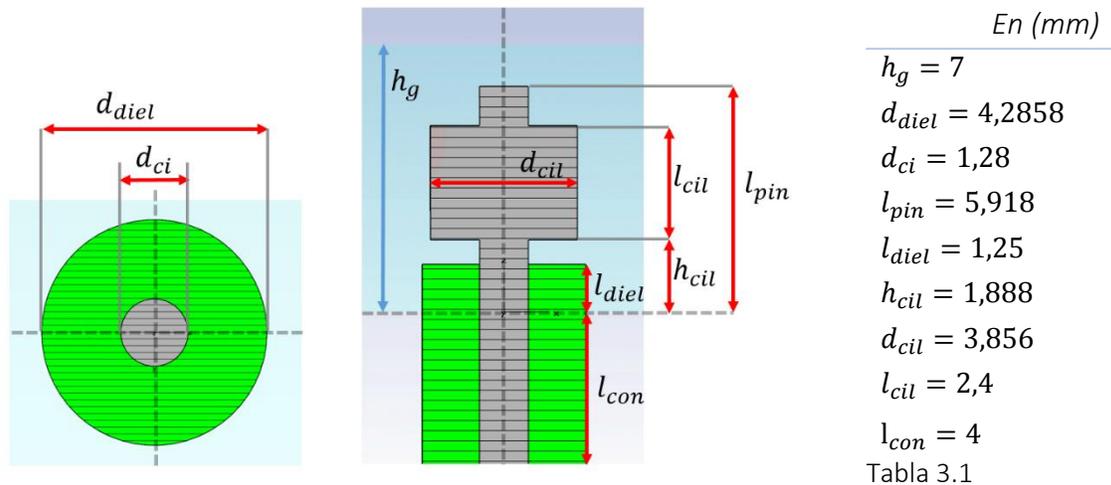


Fig. Arriba izq, estructura de simulación. Derecha los frentes de onda cilíndricos, debajo a la izq la intensidad de campo decae con el radio y a su derecha en el plano altura medios de la guía

Parte importante de este modelo es el diseño del coaxial de alimentación. Este se compone de un tramo de línea coaxial con su conductor interior prolongándose dentro de la guía. A este se le añade un cilindro adaptador que permite hacer la transición de coaxial a guía radial, este tipo de transición se ha empleado también en [1].



El diseño de este tipo de transición es relativamente sencillo ya que es una estructura conocida, donde la incorporación del cilindro ensancha el radio efectivo del pin interno. El diámetro y la altura de este cilindro son los dos parámetros principales que controlan el nivel de adaptación en la transición de alimentación. En las siguientes figuras se observa el resultado obtenido, se destaca la adaptación en toda la banda de análisis por debajo de -20 dB y en la banda de trabajo de 16,5 GHz a 17,5 GHz inferior a -32dB.

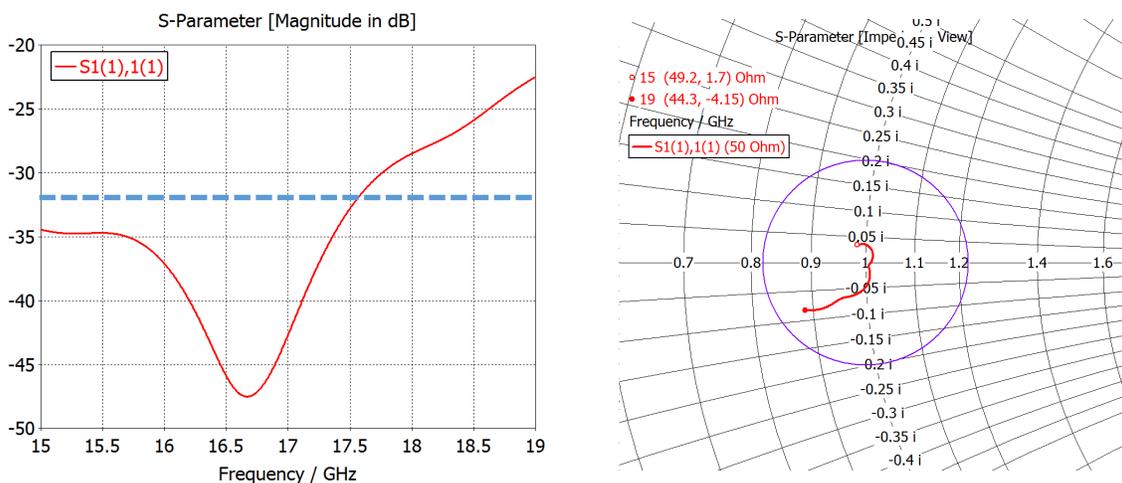
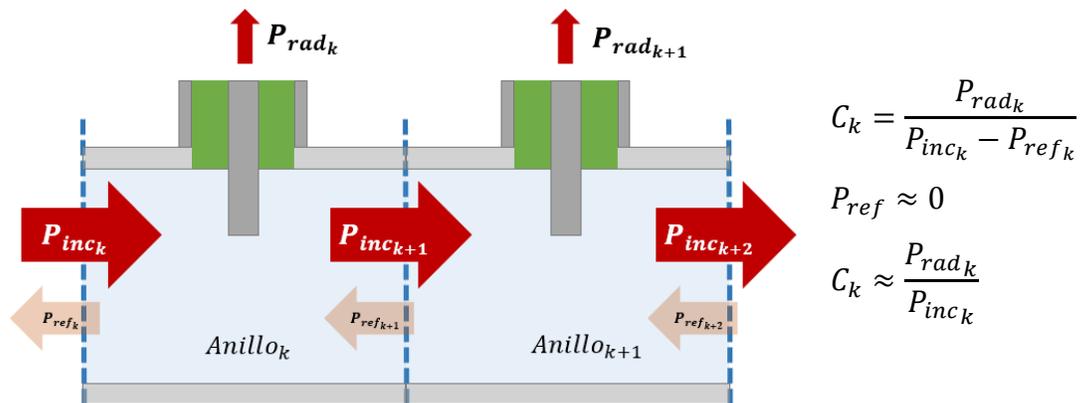


Fig. Adaptación de la guía radial resultado de la transición de coaxial, a la derecha se representa en carta Smith con el círculo constante de -20dB

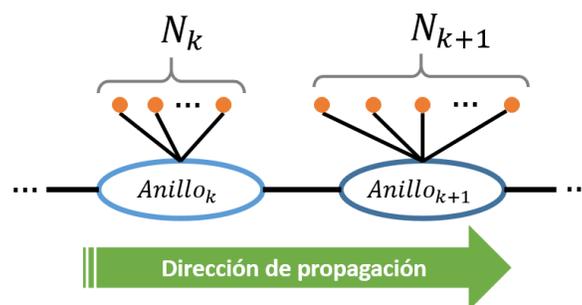
3.2.2. Función equivalente de Alimentación. Abstracción Serie-Paralelo

La distribución de alimentación especificada para este trabajo es de tipo uniforme. Si el proceso de diseño fuese sin ningún tipo de simplificación, bastaría con conocer el número total de elementos para calcular el valor de acoplo de cada uno. Sin embargo, este es un proceso de diseño inviable por su complejidad. Es por eso que se han desarrollado modelos simplificados que permiten dividir la estructura en secciones más pequeñas y sencillas de analizar.

Esta división en secciones conlleva el cálculo de una función de alimentación equivalente que permite conocer el acoplo de un elemento separado del resto. Hasta ahora este método se ha empleado en el grupo RFCAS para diseñar redes de alimentación en guías rectangulares [2], dando buenos resultados. Una condición importante para obtener esta función de manera sencilla es imponer que la potencia reflejada es muy baja, así se puede describir el nivel de acoplamiento de potencia conociendo sólo la potencia incidente y la radiada.



En esta parte se propone adaptar esta técnica a la guía radial. Aprovechando la particular forma con que se propagan las ondas dentro de la guía, frentes equifase con igual intensidad de campo, da lugar a una posible abstracción de la red. La que se ajusta a este comportamiento es la de tipo serie-paralelo, donde hay varios nodos en serie, y cada uno de ellos tiene elementos en paralelo.



Bajo el modelo serie-paralelo se puede aplicar directamente la función equivalente de acoplamiento dada en [2] para conocer el nivel de acoplo de cada anillo, llamado C_k . Una vez conocido el acoplo del anillo, el coeficiente de acoplo equivalente para un elemento es él mismo entre el número de elementos del anillo.

$$|C_{0k}| = \frac{P_{radk}}{P_{inc k}} = \frac{1}{N_k} \cdot \frac{F_k^2}{\frac{1}{1-e} \cdot \sum_1^M F_i^2 - \sum_1^{k-1} F_i^2} \quad (\#)$$

Trabajando en términos normalizados, tal que la potencia de entrada es 1. Llamamos F_k al valor de la función equivalente de alimentación del anillo k . Al ser distribución uniforme, P_{radk} se distribuye igualitariamente entre todos los elementos del anillo. Además, este diseño de alta eficiencia requiere que no exista potencia excedente, es decir, se debe radiar toda la potencia de entrada a la antena ($e = 0$). Por esto, la alimentación de cada elemento queda reducida a un C_0 igual para todos los elementos.

$$F_0 = \frac{1}{N_{tot}} \quad ; \quad F_k = F_0 N_k \quad (\#)$$

Finalmente, se obtiene el valor de acoplo equivalente de cada elemento. Se agrupan en la siguiente tabla junto con los valores relevantes de la función de alimentación.

Anillos M	Elementos N_k	P_{rad}	P_{inc}	$ C_k $	C_{0k}	C_{0k} (dB)
1	6	0,036	1,000	0,036	0,0060	-22,25
2	12	0,071	0,964	0,074	0,0062	-22,10
3	18	0,107	0,893	0,120	0,0067	-21,76
4	24	0,143	0,786	0,182	0,0076	-21,21
5	30	0,179	0,643	0,278	0,0093	-20,33
6	36	0,214	0,464	0,462	0,0128	-18,92
7	42	0,250	0,250	1,000	0,0238	-16,23

Tabla – Función equivalente de alimentación

3.2.3. Caracterización de los pines de acoplo

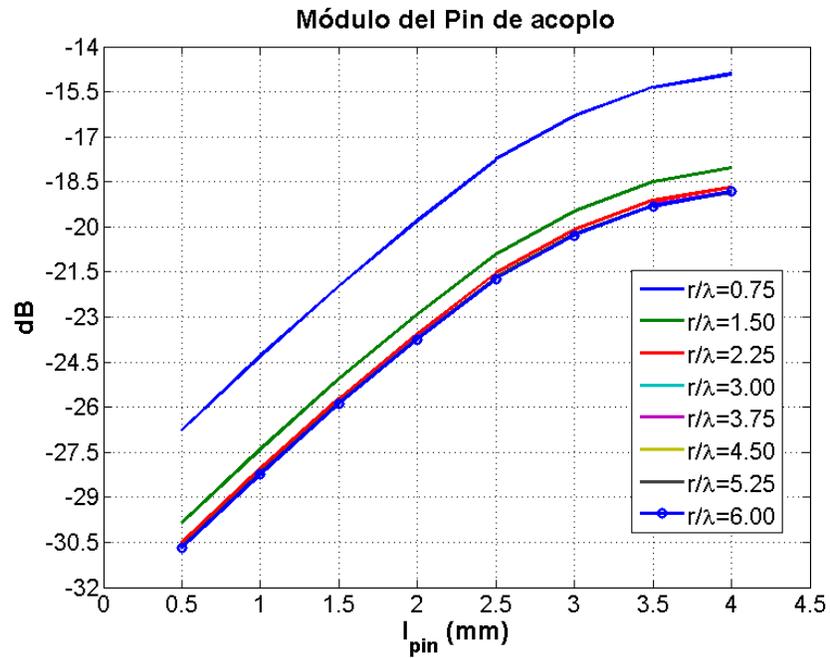
Una vez determinada la función equivalente de alimentación, se caracterizan los pines de acoplo que se emplearán para la red. Con esto se busca establecer un modelo muy sencillo que no permita fijar condiciones de inicio para el diseño de los anillos completos y evitar un proceso de diseño con exceso de iteraciones.



Fig. estructura de análisis del pin individual

Se recoge a continuación los datos obtenidos de la simulación de la estructura con un único pin.

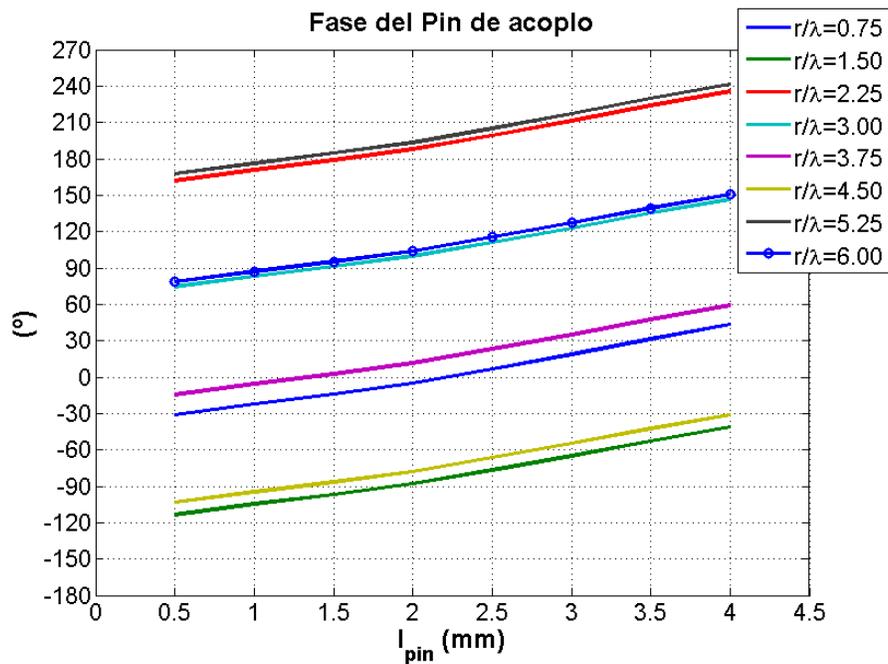
3.2.3.1. Magnitud del coeficiente de acoplo



	r/λ	0.75	1.50	2.25	3.00	3.75	4.50	5.25	6.00
L_{pin}	0.5	-26.8	-29.9	-30.5	-30.7	-30.7	-30.7	-30.7	-30.7
1.0	-24.3	-27.4	-28.1	-28.2	-28.2	-28.2	-28.2	-28.2	-28.2
1.5	-22.0	-25.1	-25.7	-25.9	-25.9	-25.9	-25.9	-25.9	-25.9
2.0	-19.8	-22.9	-23.6	-23.7	-23.7	-23.7	-23.7	-23.7	-23.7
2.5	-17.8	-20.9	-21.5	-21.7	-21.7	-21.7	-21.7	-21.7	-21.7
3.0	-16.3	-19.5	-20.1	-20.3	-20.2	-20.3	-20.2	-20.3	-20.3
3.5	-15.4	-18.5	-19.1	-19.3	-19.3	-19.3	-19.3	-19.3	-19.3
4.0	-14.9	-18.0	-18.7	-18.8	-18.8	-18.8	-18.8	-18.8	-18.8

Tabla – Valores de acoplo para el pin individual

3.2.3.2. Fase del coeficiente de acoplo



3.2.3.3. Características del pin de acoplo

De los resultados anteriores se pueden extraer dos conclusiones importantes. En cuanto a la magnitud del acoplamiento, la influencia de la propagación por onda cilíndrica se aprecia en una rápida saturación de los niveles de acoplo para cada radio; ya que las curvas del anillo 4 en adelante se juntan hasta solaparse totalmente. Luego se produce otra saturación pero por la longitud del pin. Cuando este se mete acercándose cada vez más a la base de la guía radial se va produciendo un efecto inductivo que se agota al acercarse al metal y producir el cortocircuito.

En cuanto a la fase, se obtiene alrededor de 30° de incremento de fase entre la menor longitud de pin y la mayor. Se observa también el desfase progresivo entre anillos cumpliendo el incremento de fase esperado correspondiente a $3\lambda_0/4$

3.2.4. Diseño de los anillos

Con la función de alimentación equivalente se hace posible hacer el análisis de cada anillo por separado. A continuación se detallan los parámetros de diseño.

Como se anticipaba en las consideraciones previas, el radio entre anillos se elige como $\frac{3}{4}\lambda_0$ para minimizar las reflexiones vistas a la entrada de la guía. Además, se usa como elemento de acoplo un pin, que es la prolongación del conductor interno de un conector coaxial tipo SMA, de 50Ω .

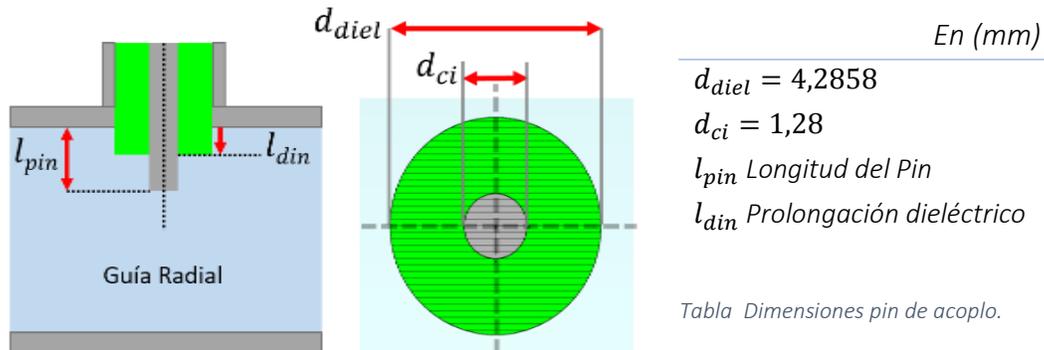


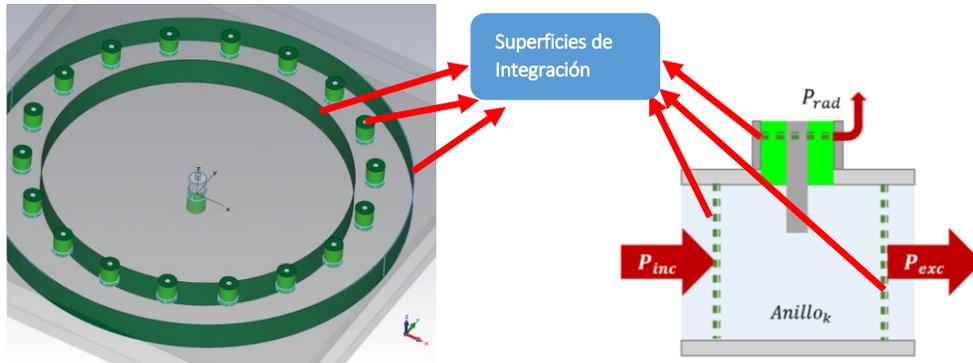
Tabla. Parámetros de diseño por anillo.

M	1	2	3	4	5	6	7
N	6	12	18	24	30	36	42
Radio (mm)	13,24	26,47	39,71	52,94	66,18	79,41	92,65
C_{0k} (dB)	-22,25	-22,10	-21,76	-21,21	-20,33	-18,92	-16,23
α_k ($^\circ$)	0	90	180	270	0	90	180

3.2.4.1. Flujo de potencia en la estructura

Para aplicar la función equivalente de alimentación es necesario conocer los valores de potencia incidente a cada anillo. Esto se logra integrando el flujo de potencia normal a una superficie cilíndrica, que precede al anillo de análisis. Además, la potencia calculada de esta manera tiene en cuenta la potencia que va en los dos sentidos normales a la superficie, es decir, la potencia reflejada es considerada correctamente en el cómputo de la potencia incidente.

Este flujo de potencia queda caracterizado por el vector de poynting (ver anexo P) y en el software de simulación mediante el monitor de campo “Power Flow”. Por otra parte, hace falta conocer la potencia acoplada P_{rad_i} , para esto se puede integrar de forma análoga dentro del coaxial que forma el pin de acoplo.



3.2.5. Diseño de los primeros 6 anillos

En este apartado se detalla el proceso de diseño de cada anillo y se presentan los resultados obtenidos en comparación con los valores teóricos. Cabe destacar la distinción entre los primeros 6 anillos y el último, ya que este hace de carga adaptada.

Los respectivos anillos se simularon a partir de las longitudes de pin iniciales, obtenidas de la caracterización del pin de acoplo individual. Con esta condición de inicio, se comprueba que el acoplo sea el correspondiente al teórico

En la siguiente figura se recoge las curvas de acoplo de cada anillo. Los datos se presentan en forma de función equivalente como parámetros C_{0k} .

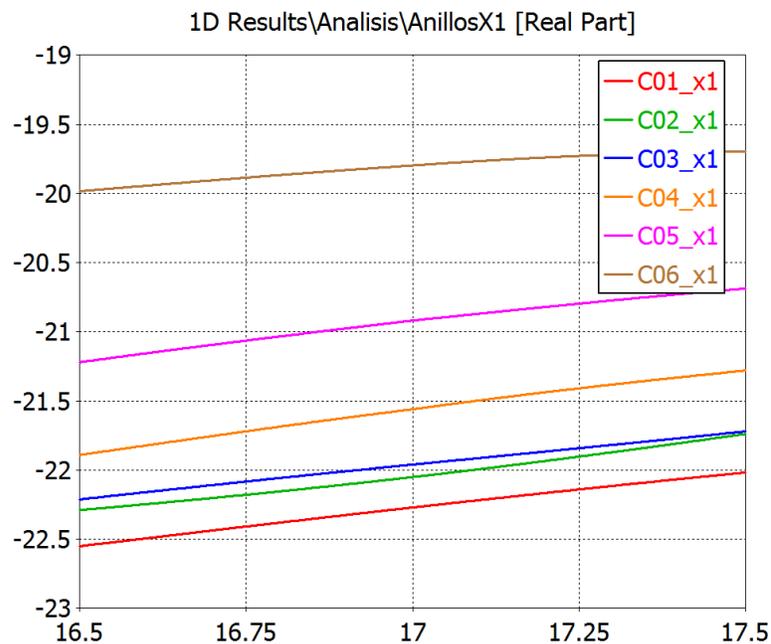


Tabla – parámetros de diseño de anillos

M	1	2	3	4	5	6	7
C_{0k} (dB)	-22,25	-22,10	-21,76	-21,21	-20,33	-18,92	-16,23
C_{0k}^{sim} (dB)	-22,27	-22,05	-21,96	-21,56	-20,92	-19,79	-16,23
l_{pin}	1,35	2,03	2,37	2,73	3,13	3,8	5
α_k	78.9	-203.4	-120.4	-39.2	-41.3	-251.8	-194.6

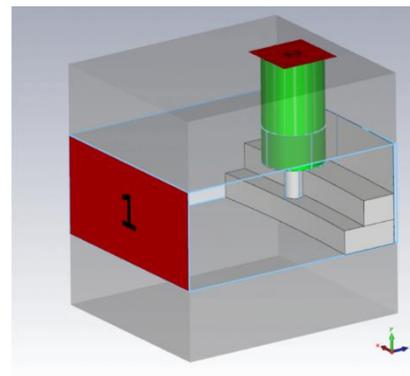
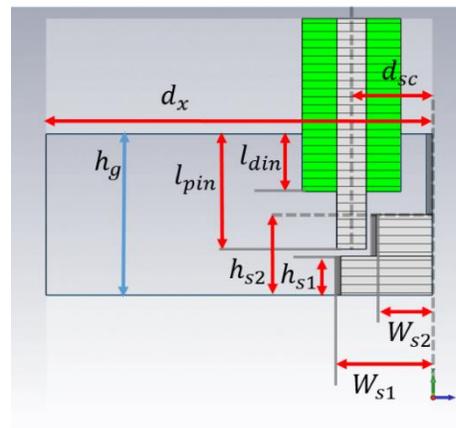
En la tabla anterior se recogen los valores obtenidos del diseño inicial de los anillos. Se logra una buena coherencia para los primeros anillos destacando el 5 y el 6 donde se producen fuertes discrepancias en el nivel de acoplo. El anillo 7, está especialmente diseñado para acoplar toda la potencia que le incida.

3.2.5.1. Carga adaptada- Anillo 7

Como se menciona líneas arriba, el anillo 7 se diseña especialmente, pues debe estar perfectamente adaptado si se quiere conseguir el funcionamiento óptimo de la guía radial. Si esta adaptación no fuese suficientemente buena, la onda estacionaria que se produce dentro de la guía no sería despreciable y cambiaría todo el esquema de trabajo que supone reflexiones muy bajas.

En (mm)

$$\begin{aligned}
 h_g &= 7 \\
 d_{sc} &= 0.25\lambda_0 \\
 d_x &= 0.75\lambda_0 + d_{sc} \\
 l_{pin} &= 5 \\
 l_{din} &= 3 \\
 h_{s1} &= 1,7 \\
 h_{s2} &= h_{s1} + 1,8 \\
 W_{s2} &= 2,4 \\
 W_{s1} &= 3,95
 \end{aligned}$$



La adaptación del anillo 7 se hace siguiendo el proceso visto en [4]. En este caso se busca no hacer modificaciones al pin como se realizó en el pin de entrada; ya que en este caso implica replicarse 42 veces, postrándose como una posible pesadilla de fabricación.

Para sortear este problema se aplica una estructura escalonada en la pared del cortocircuito que ayuda a adaptar el conjunto. En las gráficas a continuación se aprecia el buen resultado.

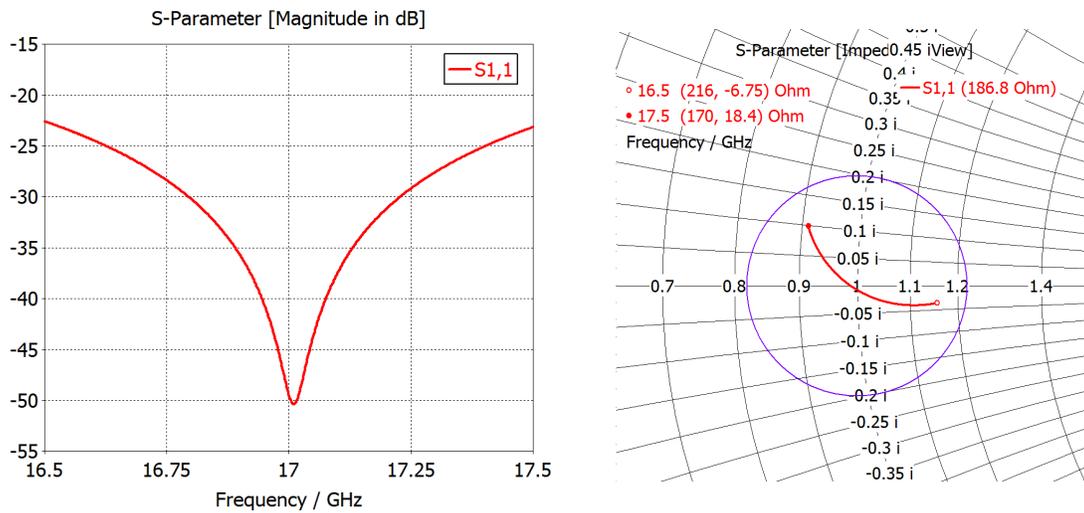
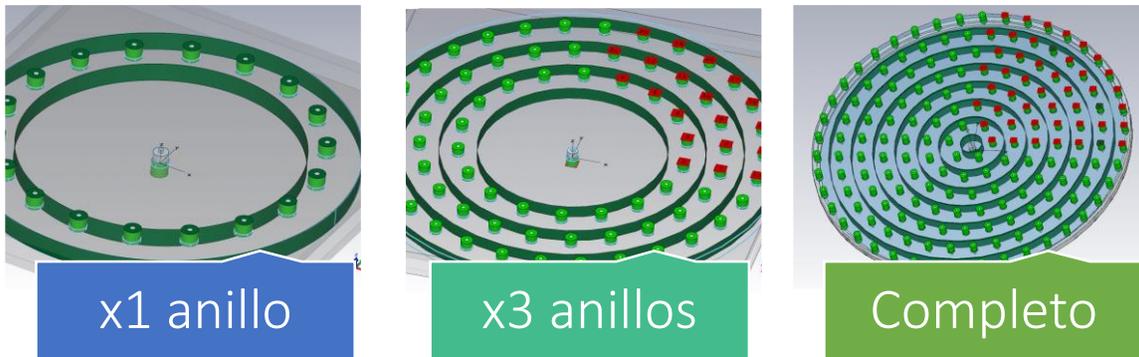


Fig. Adaptación de del anillo 7, a la derecha se representa en carta Smith con el círculo constante de -20dB

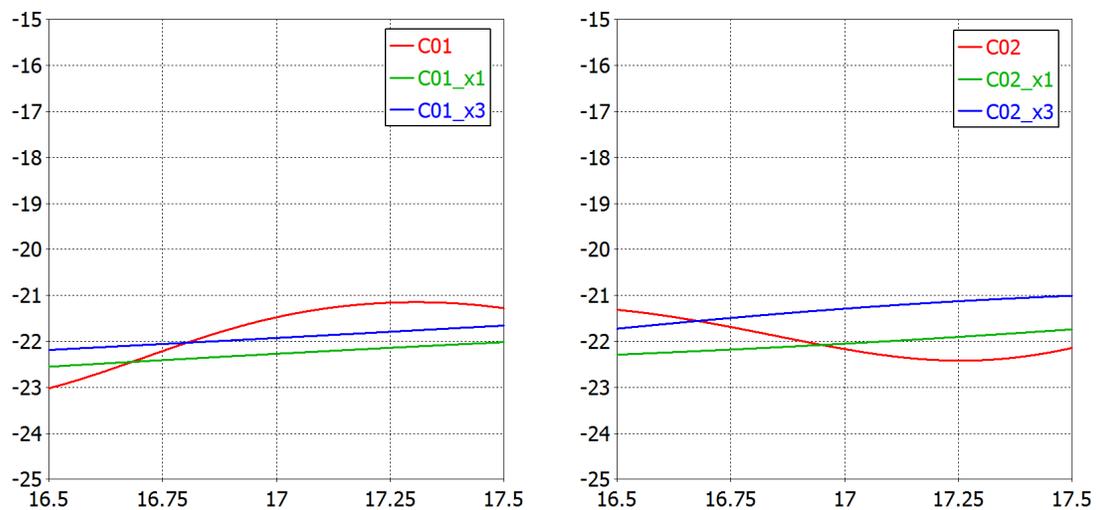
3.2.6. Aproximación a la red completa por secciones locales

Uno de los principales objetivos de este trabajo, es comprobar que se pueden aplicar los métodos de simplificación por análisis a trozos, desarrollado en el RFCAS. La idea fundamental es la de analizar, por secciones, la estructura completa. El principal resultado a identificar y analizar, es la similitud entre los distintos modelos; siendo el de mayor fidelidad al completo el que nos aporte más información. Este “modelo fiel”, sería la mejor opción para implementar un proceso de diseño para antenas conformadas como la presente.



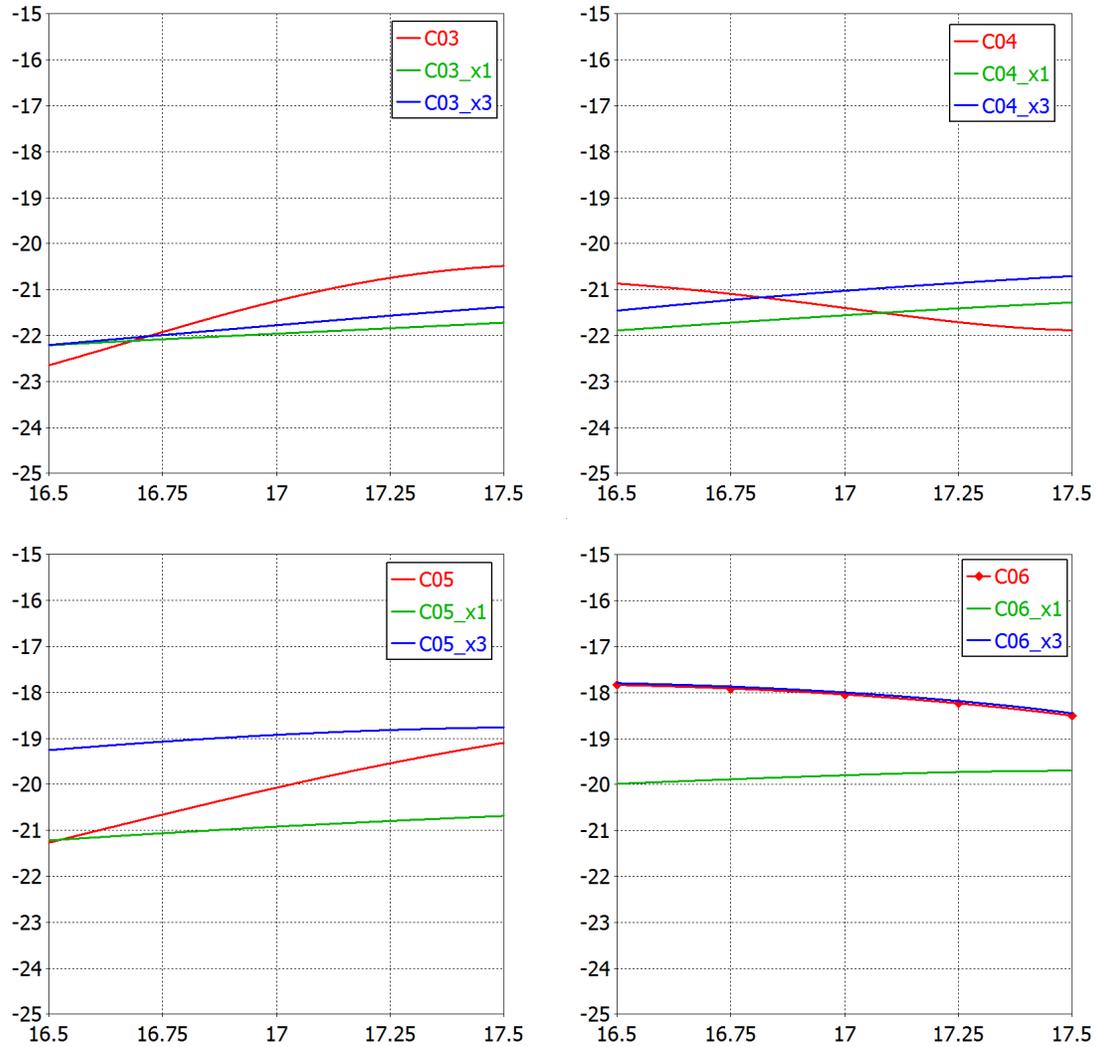
A continuación se muestran las comparaciones entre los tres modelos.

3.2.6.1. Magnitud del coeficiente acoplamiento



En cuanto al nivel de acoplo, se observa una tendencia favorable para el modelo de tres anillos. En general, la similitud se va acrecentando al añadir más elementos al modelo. Un caso excepcional es el anillo 6, donde la semejanza en el comportamiento del modelo **X3** con el modelo completo es casi perfecta. Por esto mismo, se aprovecha de explicar también, porque el modelo **X1** difiere tanto en el anillo 6.

Esto es, durante el diseño se basó la estructura inicial en los valores obtenidos para el pin individual. Y ante la idea de no optimizar los valores en cada modelo para hacer las comparaciones entre iguales, se observó que la misma longitud de pin daba como resultado el comportamiento observado en la gráfica f.



3.2.6.2. Fase del coeficiente de acoplo

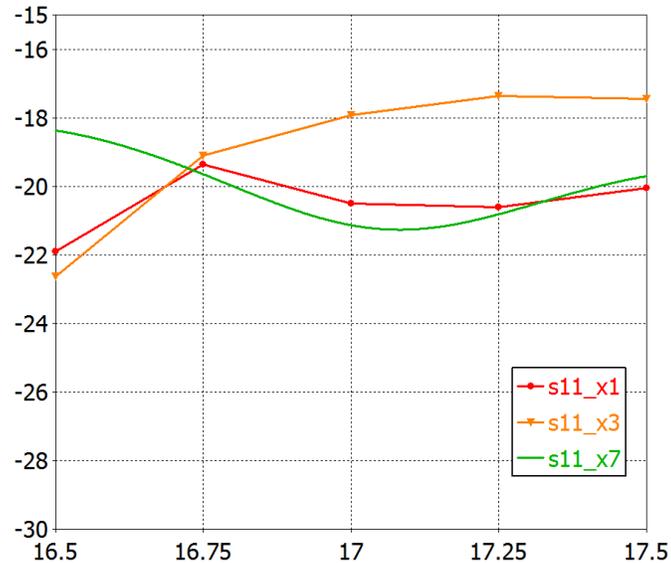
M	1	2	3	4	5	6	7
X1	78.9	-203.4	-120.4	-39.2	-41.3	-251.8	-194.6
X3	78.8	-203.4	-119.6	-38.61	29.5	73.9	-191.9
full	82.8	-206.7	-115.9	-52.7	36.3	73.1	-214.5

3.2.6.3. Estimación de la adaptación de la red a partir de los modelos simples

A continuación, se da una estimación de la adaptación de la red, mediante los mismos procedimientos vistos en [4] para calcular las reflexiones de los anillos, según

$$\rho_{total} \approx \rho_1 + \rho_2 \cdot e^{2j\frac{2\pi}{\lambda g} \Delta r}$$

Así, aplicando esta relación de forma sucesiva con todos los anillos se calcula el coeficiente de reflexión a la entrada de la red de la red.



Se observa una buena similitud con ambas aproximaciones. Sin embargo, la estimación procedente de los modelos de anillos individuales se acerca mucho más en toda la banda. Esto indica que puede ser suficiente con esta primera aproximación para calcular la adaptación de la red.

3.2.6.4. Pérdidas y Eficiencia

En una red de alimentación, como la que se trabaja en este diseño, se ha considerado sin pérdidas, por lo que se cumple lo visto en los fundamentos de parámetros S; y puede realizarse un balance de potencia a partir del coeficiente de reflexión y los parámetros de transmisión. Este balance nos permitirá calcular un valor de eficiencia de la red²

$$\zeta_{rlin} = \frac{P_{RadTotal}}{P_{inc0}} \cdot (1 - |\Gamma_{in}|^2)$$

² P_{inc0} es la potencia incidente a la entrada de la red, es decir, $P_{ent} \cdot (1 - |\rho_0|^2)$ y se considere que toda la potencia disponible del generador es transmitida a la red $\Gamma_{in} = 0$

Bajo estas condiciones se cumple el balance de potencia de la red

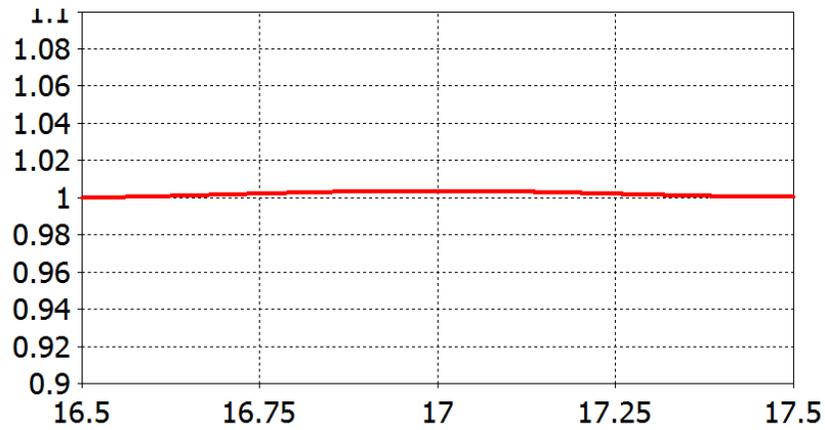


Fig. Eficiencia

Si consideramos pérdidas en los dieléctricos, sólo contribuyen aquellos de los conectores coaxiales de los pines de acoplo.

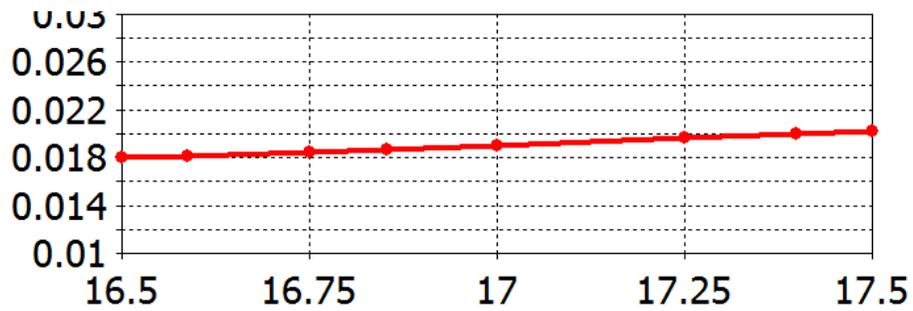


Fig. Perdidas en los coaxiales

En este caso la eficiencia ya no sería ideal, y pasa a ser directamente el valor de las pérdidas.

$$\zeta_{rlin} = 98,1\%$$

4. DISEÑO DEL ELEMENTO RADIANTE – DOBLE PARCHE APILADO

Como parte de las especificaciones de esta antena, se plantea el empleo de parches impresos como elemento unitario del array. En este tipo de array circular es habitual el uso del parche circular y es el usado en la antena en la que se basa este trabajo.

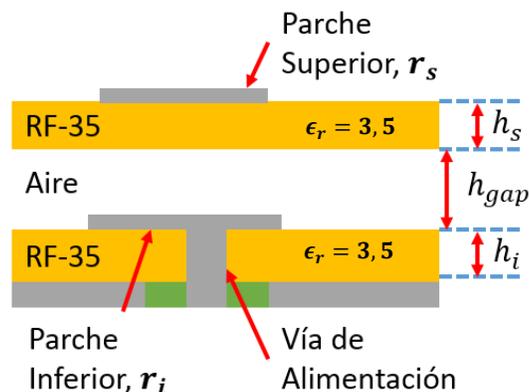
El parche circular es una estructura relativamente sencilla de diseñar ya que su comportamiento general queda marcado por el radio del mismo. Se puede calcular esta magnitud para la frecuencia de trabajo según [8], este sería el punto de partida del proceso de diseño del parche.

$$r_{patch} = \frac{F}{\sqrt{1 + 2 \frac{h}{\pi \epsilon_r F} \left(\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1,7726 \right)}} \quad (\#)$$

$$F = \frac{8,791 \cdot 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} ; \quad \text{con } h \text{ en [cm] y } f_r \text{ en [Hz]}$$

Para mejorar las prestaciones del elemento y cumplir con los requisitos de la antena, se propone realizar un parche doble apilado. La adición de un elemento parásito incrementa el ancho de banda del parche, a la vez que lo hace más directivo. Esta estructura pierde en simplicidad pero compensa con la mejora general de la antena.

Cada parche tendrá asociada una frecuencia de resonancia, logrando aumentar el ancho de banda cuando se encuentren a una distancia suficientemente cercana. Por esto, los radios de cada parche serán similares. En [10], se describen los factores contribuyentes al diseño de este tipo de antena. Empezando por la separación entre parches, este será el factor principal que permita conseguir el comportamiento deseado. Así mismo, se definen tres regiones donde la distancia de separación lleva a distintos efectos.



El otro parámetro a tener en cuenta es el espesor del sustrato, con gran peso sobre el correcto funcionamiento del parche. Un sustrato muy alto inducirá a la generación de ondas superficiales propagándose por el mismo. Este efecto disminuye la eficiencia total del parche y aumenta los efectos de acoplamiento entre elementos cercanos. Se buscará minimizar el efecto eligiendo el sustrato más fino posible. Se elige el Taconic RF-35 [11] de espesor 0,762mm, usado habitualmente en el grupo para diseños a estas frecuencias ya que se puede trabajar la impresora de circuitos con menor problemática.

Región	h_{gap}	Efecto dominante
1	$0 \leq h_{gap} \leq 0,14 \lambda_0$	Mayor ancho de banda.
2	$0,14\lambda_0 \leq h_{gap} \leq 0,31\lambda_0$	“Zona muerta”. Campo radiado desvirtuado.
3	$h_{gap} > 0,31\lambda_0$	Estrechamiento del haz y ganancia incrementada.

Para nuestra aplicación, se desea que el parche tenga el mayor ancho de banda posible para una impedancia de entrada de 50Ω por esto se buscará una condición de resonancia dentro de la región 1. Por otra parte, se calcula el radio del parche inferior para que tenga su resonancia a la frecuencia de trabajo de la antena (17GHz).

Teniendo en cuenta las limitaciones de fabricación, se fija la separación entre parches a 1 mm ya que es un espesor estándar, y será más fácil disponer de un material separador que emule al aire o separaciones de otro tipo.

Parámetro iniciales

$$r_i = 2,388 \text{ mm}$$

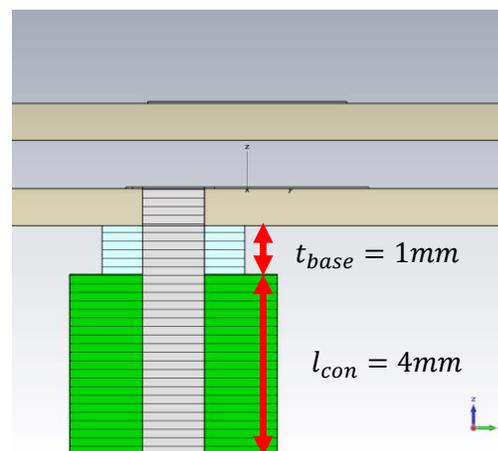
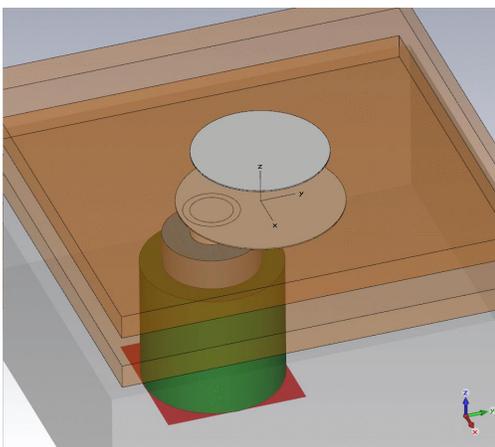
$$h_{gap} < 2,47 \text{ mm}$$

Parche doble final

$$r_i = 2,507 \text{ mm}$$

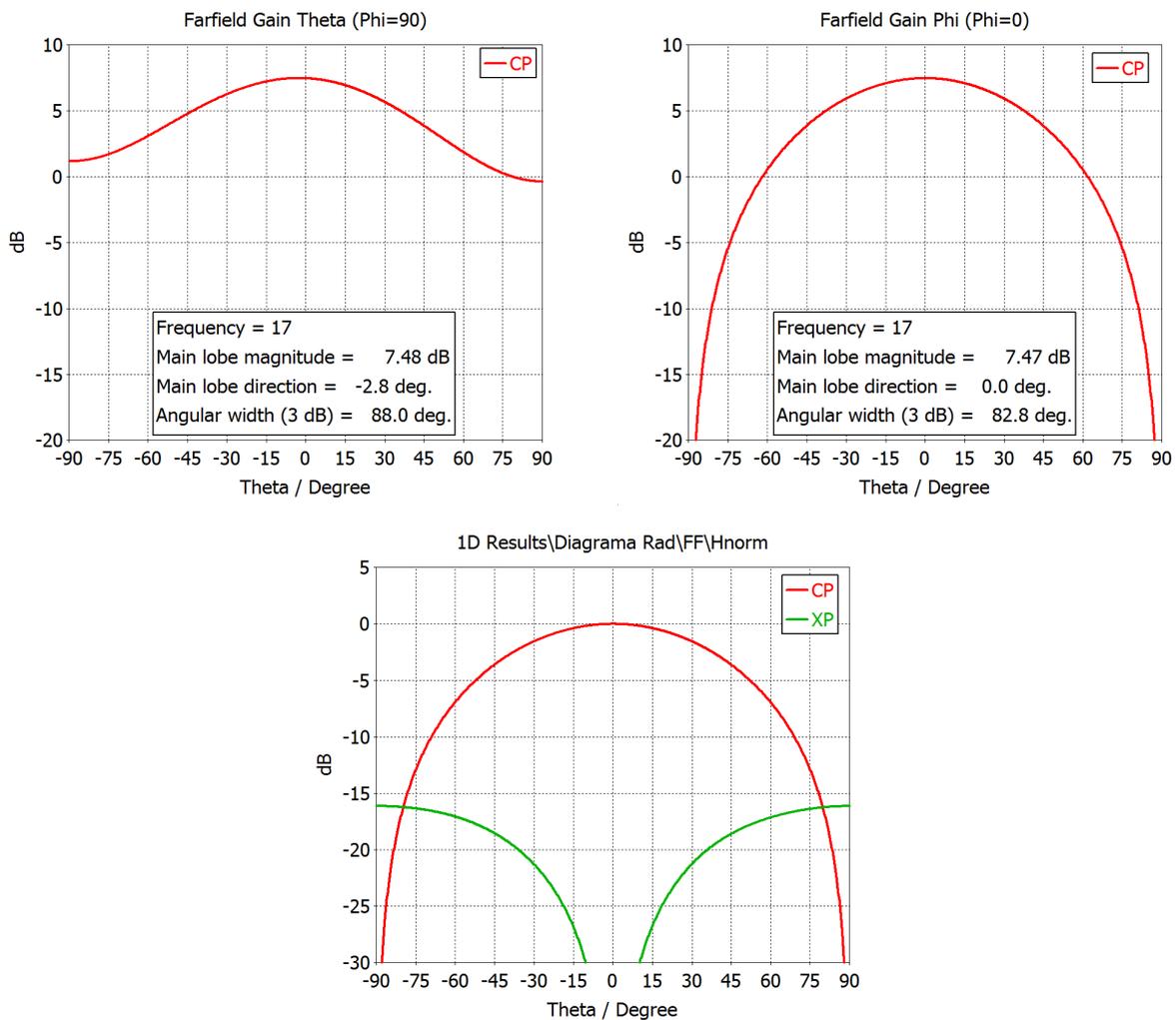
$$h_{gap} = 1 \text{ mm}$$

$$r_s = 0,82 \cdot r_i = 2,055 \text{ mm}$$



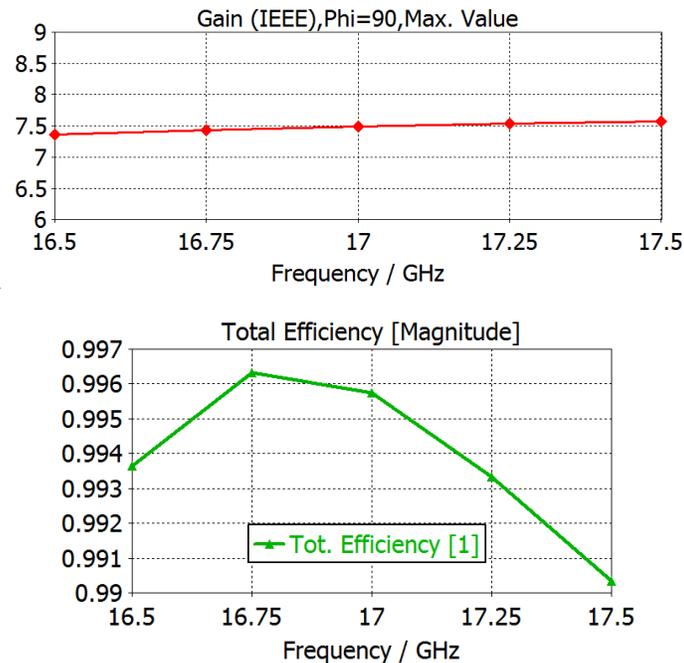
4.1.1. Diagrama de radiación del doble parche

Las características de radiación del parche realizado se exponen en las siguientes gráficas. Se toman los diagramas de radiación en ambos planos principales, observando que el comportamiento está dentro de lo esperado. En el plano vertical se aprecia una asimetría en elevación, para $\theta > 0$ el nivel de ganancia decae con mayor velocidad. Este es un efecto típico de los parches alimentados mediante vía coaxial, como es nuestro caso. Esto producirá un desnivel proporcional en el diagrama de radiación de la antena completa. Más adelante se revisará este problema para aseverar la magnitud del efecto de la vía de alimentación.



Por otro lado, se observa que la componente contra-polar en el plano horizontal es algo elevada. Habitualmente se esperan niveles inferiores a -20dB, sin embargo, se obtiene un nivel de -16dB en los extremos del haz. Este hecho puede conllevar efectos no despreciables en la intensidad de los acoplos mutuos. En contrapartida, el nivel de contra-polar en el plano vertical es despreciable con valores inferiores a -55dB.

4.1.2. Ganancia y Eficiencia



4.1.3. Adaptación del doble parche

Para evaluar el rendimiento del doble parche, se presentan dos gráficas comparándolo con los resultados del parche circular simple. El elemento parásito consigue el aumento de prestaciones esperado, aumentando el ancho de banda a -20dB desde un 1,35% hasta un 5,88%, más de cuatro veces el valor de partida.

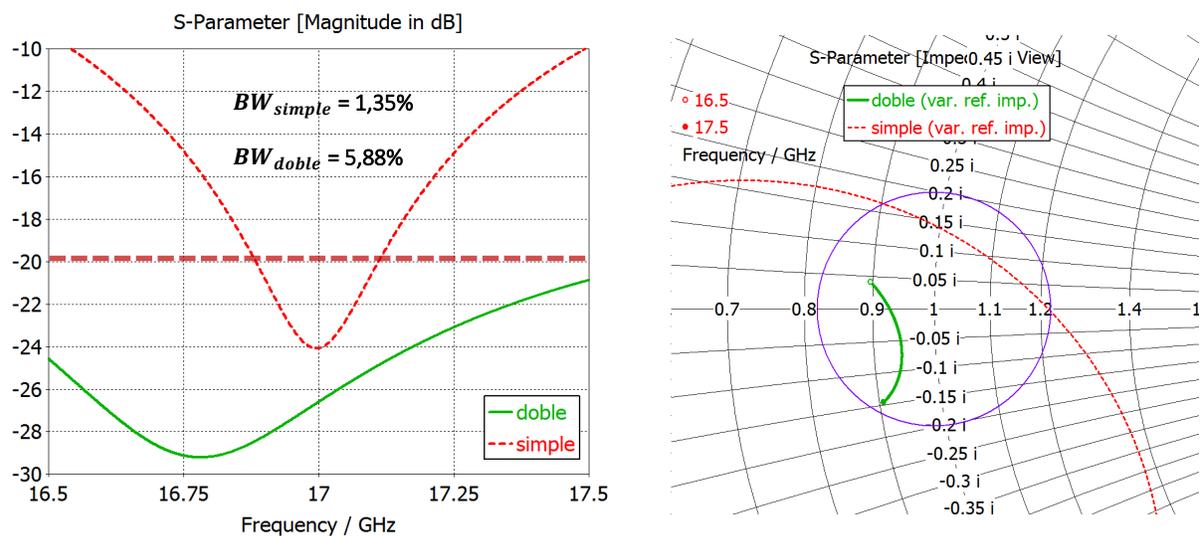
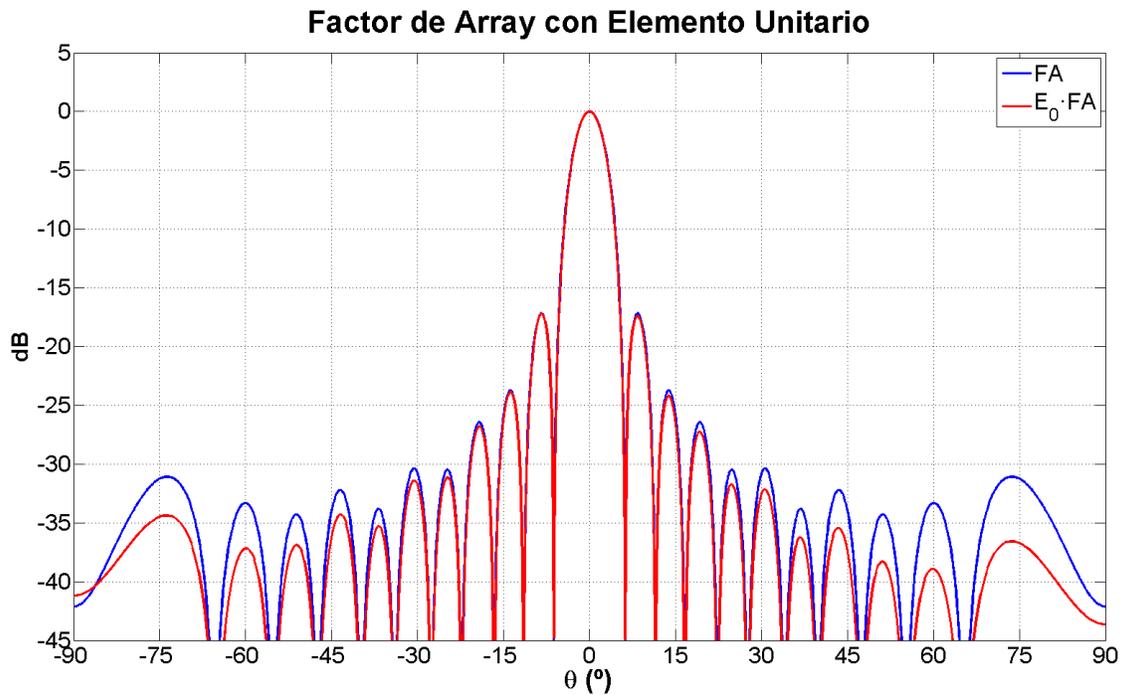


Fig. Adaptación del parche, derecha, círculo -20dB

4.1.4. Efectos sobre el factor de array

Como se ha visto al comienzo de este capítulo, el diagrama del parche presentaba un comportamiento asimétrico que afectaría al diagrama total del array.

En la gráfica siguiente se puede ver que la asimetría sólo afecta a los lóbulos menores dejando prácticamente igual el comportamiento del lóbulo principal. A modo de referencia, el error que se produce en el lóbulo secundario derecho es de $0,2dB$ aproximadamente y no se incrementa hasta ángulos de visión superiores a 30° .



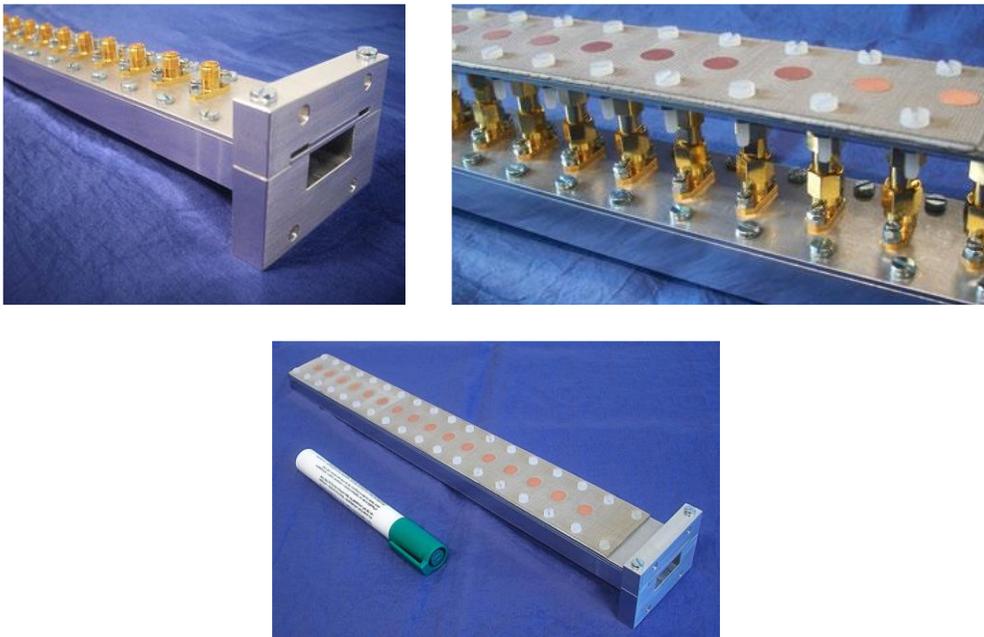
5. INTEGRACIÓN- ARRAY DE PARCHES SOBRE GUÍA RADIAL (RLPA)

A estas alturas del proceso de diseño ya se puede hacer estimación del diagrama de radiación de la antena, el cual será el objeto principal de este capítulo. Se proponen varios métodos de estimación que nos darán distintos niveles de aproximación al comportamiento de la antena real.

Una de las principales causas que pueden retrasar el acabado de una antena, es la medida insatisfactoria de un prototipo. Por esto, se desea hacer estimaciones del comportamiento lo más cercana posible a la realidad para minimizar el número de prototipos fabricados, con sus respectivas medidas en cámara anecoica, que incrementan los costes de desarrollo.

En muchos casos, el principal culpable de defectos en las características de la antena, es la acción de acoplos mutuos con los que no se ha contado en las etapas previas de diseño. Estos efectos se producen entre los elementos radiantes principalmente y en menor medida entre los elementos de la red de alimentación.

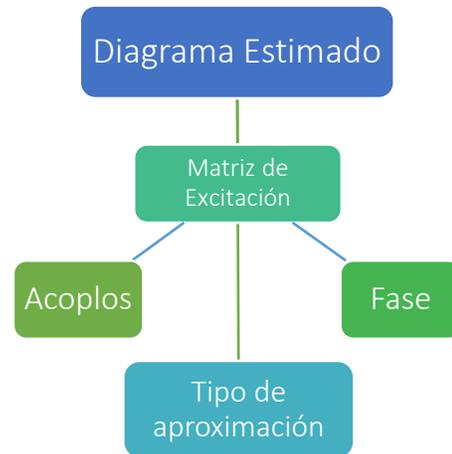
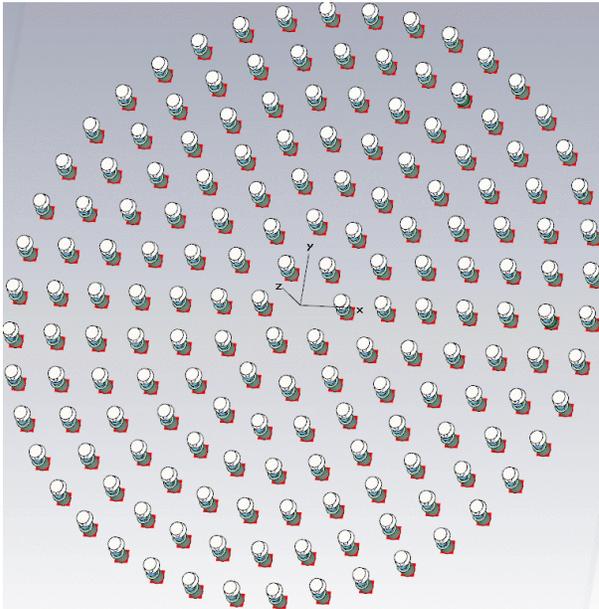
En trabajos anteriores dentro de RFCAS [12], se desarrolló un proceso de diseño que separa la red de distribución de los elementos radiantes, caracterizándolos independientemente para medir sus prestaciones. Esto permite hacer optimizaciones parciales más sencillas y obtener el mejor resultado posible al integrar todos los componentes.



Para la antena radial, se plantea la viabilidad de aplicar este método ya que su geometría no permite hacer una analogía directa. También se propone una solución software para hacer las estimaciones de los diagramas, teniendo en cuenta que la tarea de caracterizar en la realidad un sistema de 169 puertos no es trivial.

5.1. Anillos de parches sin red de alimentación

En primer lugar, se expone la estimación a partir del array de parches sin incluir la red de alimentación. Se logra simular el comportamiento del array al introducir la función de distribución de amplitud y fase de los cuatro modelos principales en la matriz de excitación del software de diseño. Esto aplica el valor de amplitud y fase a cada puerto con su valor correspondiente con la transmisión de la red.



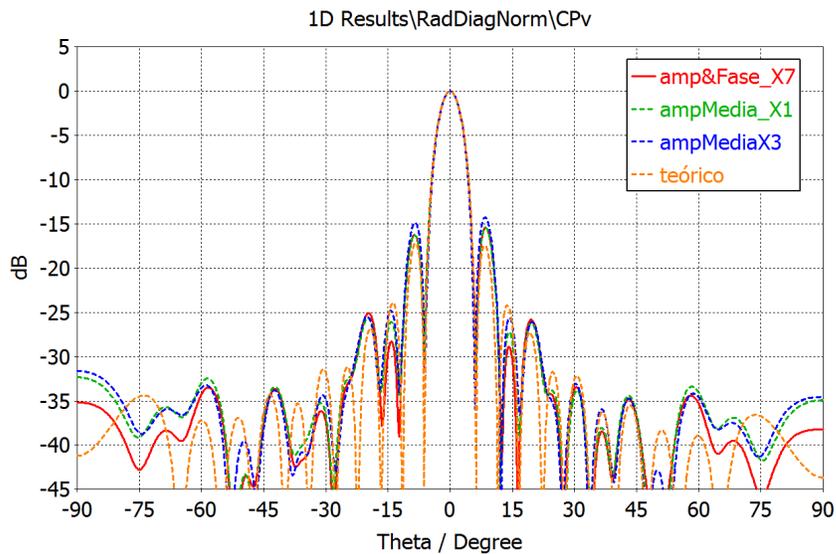
En resumen, a cada puerto de cada parche de la ilustración anterior, se le asigna su valor de acoplo correspondiente. Se hace esto para cada aproximación de red, la de anillos individuales X1, la de secciones de 3 anillos X3 y finalmente la red completa.

Para agilizar los cálculos, se toma los valores medios por anillo de los modelos X1 y X3, además de fase igual a cero para todos. Estas dos distribuciones de alimentación nos darán los diagramas “AmpMediaX1” y “AmpMediaX3”. En cambio, para la estimación de la antena completa se usarán los valores de cada puerto junto con sus fases (“amp&Fase_X7”).

Precisamente, este método de simulación permite prescindir de las líneas de compensación de fase para simular la antena completa, ya que la fase se puede modificar en un procesamiento externo al software y alimentársela de vuelta.

Los diagramas estimados se compararán con el diagrama teórico, es decir, el factor de array con el elemento unitario. Además, se hará otra comparación para observar los efectos por el desvío de frecuencia, presentando los diagramas en los extremos de la banda de trabajo.

5.1.1. Estimación de diagrama de radiación para distintas aproximaciones de la red de alimentación.



$$G_{teo} = 31,25dB$$

$$G_{X1} = 30,58dB$$

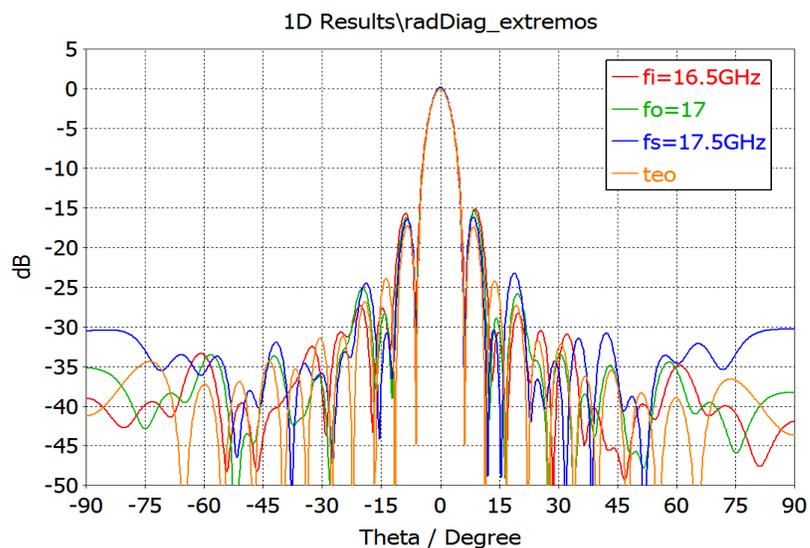
$$G_{X3} = 30,59dB$$

$$G_{X7} = 30,59dB$$

Las estimaciones son todas muy buenas describiendo el lóbulo principal, presentando el peor comportamiento para el SLL, donde empeoran casi todas con respecto al diagrama teórico.

5.1.2. Estimación de diagrama de radiación a extremos de la banda de trabajo.

El comportamiento en banda también es satisfactorio, perdiendo un poco el nivel de SLL teórico pero el diagrama en las zonas de mayor directividad sigue siendo el del array diseñado. Haciendo viables las estimaciones realizadas.



$$G_{teo} = 31,25dB$$

$$G_{f1} = 30,30dB$$

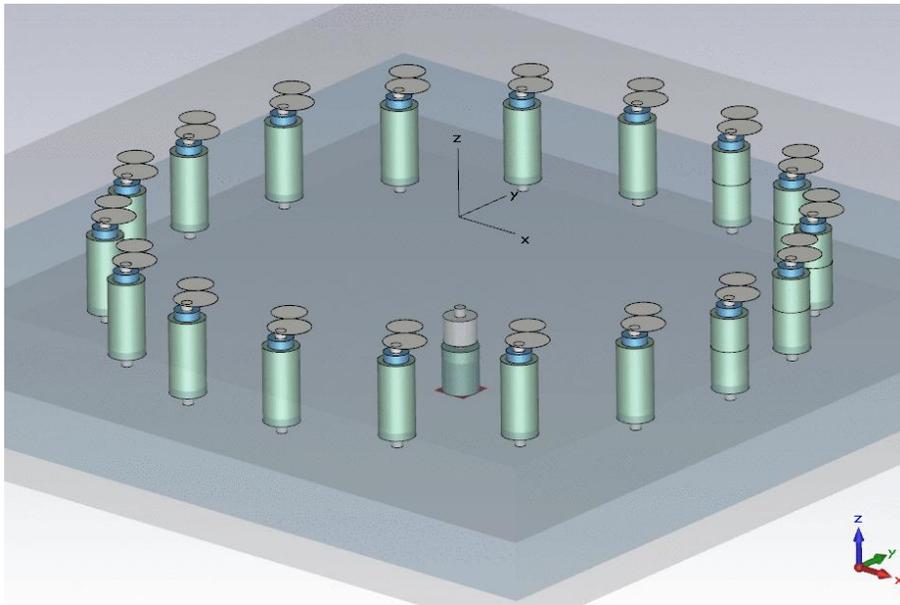
$$G_{f0} = 30,59dB$$

$$G_{fs} = 30,53dB$$

5.2. Red de alimentación con anillo de parches

Esta propuesta se basa en el primer método expuesto en la introducción al capítulo. Y busca examinar la viabilidad de realizar prototipos parciales para medir y optimizar los componentes de la antena de forma más sencilla. A continuación se ilustra un anillo completo, es decir, la agrupación anular de parches alimentados por la red en guía radial.

A primera vista, parece imposible aplicar el método ya que sería impracticable; pues la unión mediante conectores macho-macho en la estructura circular queda impedida para más de tres anillos. Por esto, se propone aplicarlo a los anillos de forma individual o en grupos de dos o tres, como se ha hecho habitualmente. Con este montaje, sería posible medir los parámetros de interés, como la adaptación a la entrada, la matriz de parámetros S de forma completa o parcial; así como medir el diagrama de radiación. Posteriormente sería posible estimar con las medidas de todos los anillos el diagrama de radiación completo así como la adaptación.



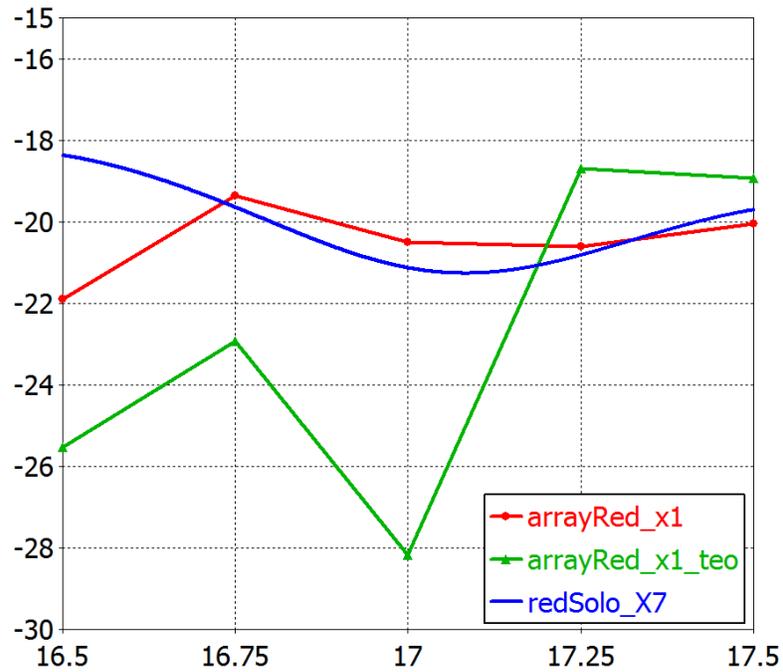
Este método implicaría disponer de un gran número de cargas para sustituir los parches del resto de anillos que no estén midiéndose.

A continuación se da una estimación de la adaptación a la entrada de la antena completa, mediante el empleo de estos arrays individuales. Esta se consigue con los mismos procedimientos vistos en [4] para calcular las reflexiones de los anillos, según

$$\rho_{total} \approx \rho_1 + \rho_2 \cdot e^{2j\frac{2\pi}{\lambda_g} \Delta r}$$

Así, aplicando esta relación de forma sucesiva se calcula el coeficiente de reflexión de la antena completa.

En la siguiente gráfica se presentan las estimaciones de la adaptación de la antena a partir de los coeficientes de reflexión de cada anillo por separado. De las tres curvas, la teórica nos marcaría un límite al que podría acercarse optimizando las distancias entre anillos como se hizo en [4]. Por otro lado, la curva azul y la roja, muestran una buena aproximación entre la estimación de la adaptación a la entrada cuando la red está carga con los parches y cuando está separada. Este tipo de comportamiento se observó también en [12].



6. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

6.1. Conclusiones

En el presente trabajo, se ha descrito el proceso de diseño de una agrupación de parches sobre guía radial. Se ha logrado completar el diseño fundamental de la antena, comprendido por las caracterizaciones de los principales componentes. El primero de estos componentes, la red de alimentación, debía basarse en una guía radial para alimentar a los 168 elementos que conforman los anillos de la antena. Se ha logrado adaptar las técnicas de diseño simplificado de redes de alimentación, desarrolladas en el grupo RFCAS, a la red basada en guía radial y pines de acoplo.

Gracias a este método de diseño se ha conseguido una red de alimentación altamente eficiente, alcanzando niveles superiores al 95%. Con este objetivo conseguido, se pasa a la integración con los parches para formar un array de alta ganancia y alta eficiencia.

El array de parches también se ha diseñado de tal forma que se evite tener que simular toda la estructura, ya que son tiempos de ejecución muy elevados (varios días). Para esto se han utilizado los coeficientes de acoplo obtenido de la red y se ha simulado los parches como si tuviesen esos acoplos en sus puertos de entrada. Gracias a esto se estiman los diagramas de radiación completos en tiempos de simulación de minutos.

También se ha propuesto una adaptación del proceso de prototipado segmentado donde se fabricarían los anillos por separado para conectarlos independientemente a la red y poder calcular la adaptación, efectos de acoplos y diagramas de radiación individuales.

Además, se ha tenido la honorable tarea de contribuir al inicio de esta nueva línea de desarrollo en el RFCAS, basada en antenas sobre guía radial.

6.2. Aprendizaje

No todo ha sido luces, principalmente no se ha alcanzado todo el rango de posibilidades que ofrece la descripción de este TFG. El análisis de tornillos de sintonía ha sido muy poco relevante, tan sólo llegando a caracterizar el su efecto sobre un pin individual, donde se llegó a observar un potencial parecido al que se ha experimentado en otros proyectos centrados en esta estructura.

En retrospectiva, habría sido más beneficioso aplicar un paso intermedio de diseño análogo al de la tesis de mi tutor, donde se realizaba una antena de menor número de anillos. En este caso se podría haber profundizado más en todos los aspectos del diseño de este tipo de antes para luego aplicarlos en una antena de 7 anillos como la diseñada.

6.3. Trabajo Futuro

Hemos podido experimentar lo suficiente como para ver el gran potencial de desarrollo que ofrecen estas antenas.

De manera inmediata, este trabajo debería continuar con la fabricación de la antena con el fin de comprobar las estimaciones realizadas en este trabajo. Esto implicaría, el diseño de un nuevo elemento radiante que esté alimentado por línea microstrip y que permita incorporar las líneas de compensación de fase entre anillos. A la vez, es necesario optimizar las distancias interanulares ya que en el presente se han fijado a la distancia teórica vista.

También propondría un proyecto de redes de distribución sobre guía radial, donde se profundice en la caracterización de los tornillos de sintonía, labor loable para un buen trabajo fin de grado futuro.

Por último, pero no por lo peor, sería el implementar la guía radial en tecnología de sustratos integrados (SIW). Con esto las posibilidades se expanden más aún. Y sería una idea muy acorde a los trabajos y desarrollos llevados a cabo en el grupo RFCAS.

REFERENCIAS

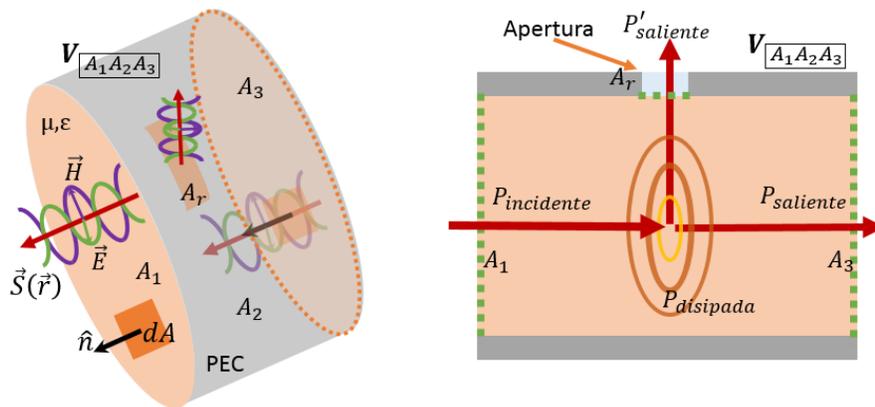
- [1] J. L. Masa-Campos and M. Sierra-Perez, "Linearly Polarized Radial Line Patch Antenna with Internal Rectangular Coupling Patches," *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. 59, no. 8, pp. 3049-3052, Aug. 2011.
- [2] J. L. Masa-Campos, S. Klinger y M. Sierra-Pérez, «Parallel plate patch antenna with internal rectangular coupling patches and TENO mode excitation,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, nº 7, pp. 2185-2189, 2009.
- [3] P. Sánchez-Olivares, «Desarrollo de arrays planos de alta ganancia sobre tecnología de guía impresa,» Madrid, 2013.
- [4] J. L. Masa-Campos, «Aportación al diseño de antenas planas sobre guías de placas paralelas,» Madrid, 2005.
- [5] J. L. Masa-Campos y M. Sierra-Perez, «Radial-Line Planar Antenna with Microstrip-feed Coupling Lines,» *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 46, nº 4, pp. 305-311, 20 August 2005.
- [6] M. E. Bialkowski y P. Kabacik, «An electromagnetic-field method modeling of a radial line planar antenna with coupling probes,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, nº 5, pp. 1114-1120, 2003.
- [7] L. Pazin y Y. Leviatan, «Uniform amplitude excitation of radiating elements in array antenna pin-fed from radial waveguide,» *IEE Proceedings on Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 148, nº 6, pp. 413-417, Dec 2001.
- [8] J. Hirokawa, M. Ando y N. Goto, «Analysis of slot coupling in a radial line slot antenna for DBS reception,» *IEEE Proceedings*, vol. 137, nº 5, pp. 249-254, 1990.
- [9] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed., John Wiley & Sons Inc, 1997.
- [10] D. Garcia-Valverde, J. L. Masa-Campos, P. Sanchez-Olivares, B. Taha-Ahmed y J. Corcoles, «Linear Patch Array Over Substrate Integrated Waveguide for Ku-Band,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation*, vol. 12, pp. 257-260, February 2013.
- [11] *Microstrip antenna handbook*, vol. 2.
- [12] «Características del sustrato RF-35 de Taconic,» [En línea]. Available: <http://www.taconic-add.com/pdf/rf35>.
- [13] S. Casas-Olmedo, «Diseño de un array lineal de parches sobre guía rectangular para banda Ku,» UAM - EPS, Madrid, 2013.

- [14] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, 2nd ed., John Wiley & Sons, Inc, 1989, pp. 515-520.
- [15] L. Pazin y Y. Leviatan, «Design of a radial waveguide feed network for a pin-fed array antenna,» *Microwave, Antennas and Propagation, IEE Proceedings*, vol. 153, nº 1, pp. 38-42, February 2006.

Anexo P

Conservación de Potencia.

La densidad de potencia asociada a un campo electromagnético se describe con el vector de Poynting (\vec{S}). Al integrar este vector sobre la superficie que encierra un volumen, debe cumplirse que la potencia saliente sea igual a la potencia entrante. Esta afirmación se conoce como teorema de Poynting y es fundamental para conocer el balance de potencia de un sistema.



$$P_{gen} = \Phi_{\vec{S}} + P_{dis} + \Delta W_{EM} \quad (*)$$

El término a la izquierda en (*) representa la potencia introducida por generadores. A la derecha, flujo de potencia, potencia disipada por efecto Joule y la variación de energía electromagnética almacenada en el volumen. Esta igualdad representa la ley de conservación de la potencia.

$$\bar{P} \equiv \langle \vec{S} \rangle = \frac{1}{2} \text{Re} \{ \vec{E}(\vec{r}) \times \vec{H}^*(\vec{r}) \}$$

Así, es posible conocer la potencia que se transmite en un sistema.