

— **TELECOM** ESCUELA
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR
DE **UPV** INGENIEROS DE
TELECOMUNICACIÓN



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

TRABAJO FIN DE MÁSTER

MÁSTER UNIVERSITARIO EN TECNOLOGÍAS, SISTEMAS Y REDES DE
COMUNICACIONES

Diseño de antenas de banda ancha para aplicaciones de microondas.

Autor

Luca Montero Bayo (alumno)

Director

Miguel Ferrando Bataller (tutor)

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN

—
Valencia, 2017

Resumen

La presente memoria abarca la descripción y desarrollo del Trabajo Fin de Máster “Diseño de antenas de banda ancha para aplicaciones de microondas”, consistente en un análisis del estado del arte de las comunicaciones inalámbricas y de las necesidades de la industria de las comunicaciones con respecto a las antenas y las características que se espera de ellas en un futuro.

Este documento detalla el proceso de diseño de una antena de banda ancha a través del estudio teórico y aplicación práctica de la Teoría de Modos Característicos. La antena diseñada posee un gran ancho de banda que garantiza la estabilidad tanto en impedancia como en diagrama de radiación, a la vez que proporciona diversidad en polarización para su aplicación en sistemas MIMO.

Resum

La present memòria abasta la descripció i desenvolupament del Treball Fi de Màster “Disseny d’antenes de banda ampla per a aplicacions de microones”, consistent en un anàlisi de l’estat de l’art de les comunicacions sense fil i de les necessitats de la indústria de les comunicacions respecte a les antenes i les característiques que s’espera d’elles en un futur.

Aquest document detalla el procés de disseny d’una antena de banda ampla a través de l’estudi teòric i aplicació pràctica de la Teoria de Modes Característics. L’antena dissenyada posseeix un gran ample de banda que garantix l’estabilitat en impedància i en diagrama de radiació, alhora que proporciona diversitat en polarització per a la aplicació en sistemes MIMO.

Abstract

This report covers the description and development of the Master Thesis “Wideband antenna design for microwave applications”, in which is analyzed the state of the art of wireless communications and communications industry needs with regard to antennas and their expected features in the future.

This document details the design process of a wideband antenna through theoretical analysis and practical application of the Theory of Characteristic Modes. Designed antenna performs a wide bandwidth in which radiation pattern and impedance stability are guaranteed, whilst it provides polarization diversity for MIMO implementations.

Índice

1. Introducción	1
2. Teoría de Modos Característicos	6
2.1. Modos Característicos de un cuerpo conductor	6
2.2. Solución modal de las corrientes totales de un cuerpo conductor	8
2.3. Análisis de los modos característicos de geometrías simples	9
2.4. Campos característicos	13
2.5. Aplicación de la Teoría de Modos Característicos	18
3. Dipolos de banda ancha	19
4. Diseño de una antena de banda ancha	25
4.1. Construcción de antena 2x2	27
4.2. Características de la antena 2x2 ideal	28
4.2.1. Respuesta en impedancia	28
4.2.2. Características de radiación	30
4.2.3. Excitación de un puerto	31
4.2.4. Ancho de banda efectivo	31
4.3. Implementación de un sistema de alimentación real	33
4.4. Características de la antena 2x2 real	35
4.5. Aplicaciones	36
5. Conclusiones	37
5.1. Líneas futuras de trabajo	38
6. Bibliografía	I
A. Artículo publicado en URSI Cartagena 2017	IV

1. Introducción

La capacidad de los servicios para evolucionar y ser competitivos cada vez depende más de la utilización de las tecnologías de la información y la comunicación (TIC). Estas tecnologías están presentes en todos los sectores de la economía y, por tanto, tienen un papel importante y necesario para el progreso de la sociedad. Ya en 2012, en el Parlamento Europeo se hacía eco de la idea de que las TIC tenían el máximo potencial de devolver a Europa competitividad internacional y de generar millones de empleos. Entraba ya en juego y se hacía evidente la necesidad de alta velocidad de Internet y de perseguir una mejora constante de la infraestructura de red de las telecomunicaciones [1]. Las comunicaciones inalámbricas son el componente más importante de las tecnologías de comunicación, pues sostienen multitud de industrias. El sector de las comunicaciones inalámbricas – o industria móvil – es uno de los que ha experimentado mayor crecimiento y dinamismo. En 2015, las comunicaciones inalámbricas constituían una industria de 1 billón de euros, y se espera que aumente un 2% para 2020 [2]. Para este mismo año, la tasa de penetración de conexiones inalámbricas será del 114%, promoviendo una industria que generará más de 3 mil millones de euros en beneficios y más de 35 millones de trabajos (directos e indirectos) [3]. El éxito de las comunicaciones móviles se alimenta de un alto ritmo de innovación tecnológica. Desde que apareció la segunda generación de comunicaciones (2G) en 1991 y la tercera generación (3G) en 2001, el sistema de comunicaciones móviles, que fue diseñado para telefonía, se ha transformado en una red multimedia muy versátil. El desarrollo de la cuarta generación (4G) ha migrado todos los servicios a IP, y mediante el uso de nuevas técnicas y arquitecturas, ha podido ofrecer cientos de Mb/s a usuarios móviles.

El número de suscriptores a servicios de Internet móvil sigue creciendo cada año. Los usuarios, que cada vez poseen dispositivos más potentes, consumen también cada vez más datos. El streaming de video constituye una gran parte del volumen de datos que se consume mundialmente: video en directo en las redes sociales, realidad virtual y streaming de video bajo demanda (VoD) en UltraHD son algunas de las aplicaciones que ya son una realidad. Actualmente, los norteamericanos y los europeos consumen una media de 4.4Gb y 1.8Gb de datos móviles al mes, respectivamente; y se espera que esa cifra se multiplique por diez para 2020 [2].

El tráfico mundial de datos creció un 63% en 2016 (7.2 exabytes/mes), lo cual implica un consumo de datos cinco veces mayor que en 2011. Ese mismo año, hubo 429 millones de nuevas conexiones; gran parte de las cuales fueron smartphones. Los smartphones, a pesar de representar un 46% de los dispositivos móviles, son responsables de un 81% del tráfico total. Para 2021, se espera un tráfico de datos móviles siete veces mayor que en 2016 (49 exabytes/mes), consumido por 11.6 mil millones de dispositivos móviles, de los cuales un 75% serán inteligentes [2]. Conviene recalcar que este número de dispositivos móviles conectados no incluye aquellos relacionados con el sonado Internet de las Cosas (IoT – del inglés, Internet of Things). IoT es un concepto definido como una red de elementos que se comunican, via IP, sin necesidad de intervención humana. Se espera que el Internet de las Cosas proporcione una conectividad omnipresente a negocios, gobiernos y consumidores, ofreciendo posibilidades de gestión, monitorización y análisis hasta ahora nunca vistas. A la vista de esta futura red de objetos, la cantidad de dispositivos conectados a Internet se espera que sea muy elevada [4]. Existen numerosas discrepancias en la literatura en relación a la evolución durante los próximos años del número de dispositivos con conectividad inalámbrica [5]: IBM pronosticó en 2012 1 billón de dispositivos para 2015 [6], mientras que Ericsson [7] y Cisco [8] preveían 50 mil millones para 2020. La realidad es que, a pesar de que la popular cifra de 50 mil millones siga siendo ampliamente citada, a fecha de 2016 el pronóstico que se sigue cumpliendo viene de International Data Corporation, que eleva el número actual de dispositivos conectados (excluyendo smartphones, tablets y

ordenadores) a 9 mil millones, pronosticando 28 mil millones de dispositivos¹ para 2021 [4].

Si en algo coinciden todas las referencias, es en el gran crecimiento de la cantidad de dispositivos conectados a la red de comunicaciones inalámbricas. Este gran crecimiento va a venir ligado a una alta demanda de tráfico, y la red 4G actual, ya madura, se dirige a alcanzar el límite de capacidad teórico para el que fue ideado y las tecnologías utilizadas actualmente no son suficientes para soportar el incremento de tráfico que se avecina, a pesar del gran offloading que se realiza en redes locales Wi-Fi. Mientras que algunos de las mejoras a las que se está sometiendo 4G – como MIMO (multiple-input multiple-output) o Carrier Aggregation – son capaces de sustentar el tráfico durante los próximos años, ninguna de estas soluciones es considerada una solución viable para soportar el gran volumen de demanda previsto para la próxima década.

Uno de los problemas a los que se enfrenta la red actual es la escasez de espectro de radiofrecuencia para comunicaciones móviles. Las bandas de frecuencia hasta ahora utilizadas se encuentran altamente congestionadas, con varias tecnologías compartiendo recursos y con la necesidad de implementar técnicas para evitar interferencias entre usuarios y distintas tecnologías.

Por otra parte, y dado que la sociedad está comenzando a concienciarse sobre el cambio climático, el consumo de energía de la red se ha convertido en un problema. El consumo energético de la infraestructura de comunicaciones móviles genera – indirectamente – una huella de carbono (CO₂) que empieza a ser preocupante. La eficiencia energética no estaba en los planes iniciales de 4G, pero pronto se convirtió en cuestión de debate [9]. Existen numerosos organismos alrededor del mundo que ya están impulsando tecnologías más allá del 4G, la quinta generación de comunicaciones inalámbricas – o 5G – comienza a coger forma y promete sentar las bases para la transformación que las comunicaciones móviles van a sufrir durante los próximos años. Se espera que 5G revolucione las comunicaciones, soportando aplicaciones inmersivas que demandan alta velocidad inalámbrica a menor latencia, siempre fomentando la eficiencia tanto energética como espectral [10].

La quinta generación de comunicaciones móviles va a suponer una redefinición de la conectividad inalámbrica. El principal objetivo es ofrecer conectividad continua, omnipresente y sin interrupciones; ofrecer conectividad a cualquier dispositivo sin importar el lugar o el momento y sin necesidad de intervención humana. Se están forjando unos cimientos capaces de soportar más de un millón de conexiones por kilómetro cuadrado, donde los dispositivos serán en su mayoría suficientemente inteligentes como para comunicarse entre ellos de manera autónoma. Esta generación posibilitará el desarrollo de Internet of Things, permitiendo conectar a Internet prácticamente todo. Para poder llevar a cabo este servicio sin precedentes, los sistemas se espera que soporten velocidades de hasta 50Gbps, con una tasa mínima del orden de Gbps para cualquier usuario. Entre los requisitos que se le está imponiendo a 5G en la literatura hay mejoras sustanciales en latencia, coste energético y eficiencia espectral [10].

Es necesario, por tanto, el desarrollo de innovaciones tecnológicas – habitualmente referidas como Enabling Technologies – y la aplicación de técnicas avanzadas para poder cumplir con los objetivos. Como ya se ha mencionado, el espectro de radiofrecuencia habitual está altamente congestionado. Una visión común en las referencias bibliográficas es la consideración de la banda milimétrica para las futuras comunicaciones inalámbricas. La banda milimétrica – o mmWave band – posee un gran ancho de banda no regulado, principalmente debido al hecho de que las pérdidas por absorción atmosférica (debidas al vapor de agua y al oxígeno) pueden ser críticas para las comunicaciones a estas frecuencias. No obstante,

¹Nótese que en los dispositivos con conectividad, hay que diferenciar aquellos que se van a conectar directamente a la red de comunicaciones móviles y los dispositivos que, via Device to Device (D2D), se comunicarán con un dispositivo que ya tenga acceso a esta red.

también es sabido que las transmisiones en esta banda sufren pérdidas de propagación mayores, por lo que las pérdidas por absorción atmosférica son mínimas para el rango de cobertura que se espera en esta banda [10].

La adopción de mmWave (30-300GHz · EHF) para las comunicaciones 5G implicará la disponibilidad de 10 veces más ancho de banda que en 4G, por lo que se espera que pueda soportar la tasa de datos que se pretende alcanzar. A raíz de la utilización de esta banda y su ya mencionado escaso alcance, será necesario el despliegue de una infraestructura de estaciones base 5G mucho más densa que en la generación anterior [16].

A pesar de que la tecnología en banda milimétrica está ampliamente aceptada como una candidata prometedora para los sistemas 5G, la utilización de esta banda implica comunicarse con un enlace débil y susceptible a pérdidas (propagación, atmosféricas, penetración) [11]. En un canal urbano, las constantes pérdidas de LOS (Line of Sight – visión directa) y los efectos de la propagación multicamino pueden ser letales para una comunicación en mmWave. Así, es necesario el diseño de una solución de antena que permita paliar algunos efectos de este canal. Debido a que la longitud de onda es del orden de los milímetros, las antenas – que habitualmente tienen dimensiones relacionadas con la longitud de onda – van a ver su tamaño notablemente reducido.

Una de las mejoras que se realizó sobre las estaciones base del sistema 4G es la implementación de la tecnología MIMO (Multiple-Input Multiple-Output). Esto era posible gracias a un array de antenas que permitía generar ciertas mejoras en la comunicación. El número de antenas en la estación base venía limitado principalmente por el factor de forma de los emplazamientos, quedando una cantidad de antenas no superior a ocho, cohibiendo las posibilidades de la tecnología MIMO. No obstante, y debido al pequeño tamaño que las antenas en mmWave pueden alcanzar, es posible desplegar grandes arrays bidimensionales de antenas donde antes solo cabían unas pocas, motivando el uso de Full-Dimension MIMO (MIMO con antenas dispuestas en 2D). Esta nueva posibilidad va a ser determinante para el éxito del diseño de las estaciones base 5G, pues se comienza a hablar de la implementación de massive MIMO: donde se espera equipar las estaciones base con muchas más antenas que usuarios (por división temporal) – del orden de cientos – con las que generar ganancias significativas en la comunicación. Massive MIMO ofrece enormes mejoras en eficiencia espectral, suaviza la respuesta del canal gracias a la alta diversidad espacial y establece enlaces casi ortogonales entre sí. La promesa de estos beneficios ha situado a Massive MIMO en el centro de las discusiones sobre 5G [10][14][15][17][19].

El despliegue de grandes arrays de antenas en la estación base permite la generación de diversos haces muy directivos – beamforming – tanto en azimuth como en elevación. Estos sistemas, una vez su funcionamiento haya sido optimizado, serán capaces de realizar un apuntamiento preciso hacia el usuario al que se desea transmitir, haciendo posible la implementación de tecnologías como Multi-User MIMO cuando es posible conformar varios haces hacia distintos usuarios – será posible escoger el mejor haz para cada usuario, reduciendo así interferencias entre ellos [18]. Esto será factible cuando el array de antenas tenga la capacidad de conformar varios haces que operan de manera aislada e independiente (multibeam antennas) [13][14].

La utilización generalizada de massive MIMO y el beamforming directivo dirigido a cada usuario, además de las mejoras en rendimiento y en calidad de enlace, propician, junto a las altas pérdidas de propagación en mmWave, una mejora para una cuestión hasta ahora problemática: las interferencias – sobre todo entre celdas vecinas – se ven altamente mermadas. Este hecho, además de reducir considerablemente los problemas de interferencias a los que 4G se enfrentaba, ha abierto debate sobre el mismo concepto de celda. Para todas las anteriores generaciones: la potencia, localización y cobertura de una celda venían

limitados por las interferencias entre celdas vecinas. Es probable que en 5G el concepto de celda venga redefinido en base a las limitaciones a las que esta tecnología se enfrenta [14]. Dado el gran abanico de técnicas avanzadas de codificación y modulación que se barajan – los cuales proporcionarán una eficiencia espectral sin precedentes –, la gran disponibilidad de espectro con el que se pretende trabajar y las técnicas de redundancia en transmisión y recepción, todo apunta a que el alcance de una celda vendrá limitado por ruido. A pesar de las altas directividades que se van a poder alcanzar y la redensificación de la red de estaciones base, el canal al que se enfrenta un enlace de comunicaciones en mmWave sigue siendo un problema y la ausencia de visión directa será probablemente crítica para el funcionamiento correcto de este enlace ². El desarrollo de sistemas de arrays de antenas de bajo coste y alto rendimiento es uno de los retos principales a tratar para el correcto funcionamiento de la siguiente generación de comunicaciones inalámbricas. De hecho, la posibilidad de que las estaciones base 5G proporcionen altas tasas de datos y una mejor calidad depende en gran medida de la disponibilidad de antenas con mayores capacidades que las ya instaladas en 4G. Dicho esto, el desarrollo de antenas para 5G necesita superar varios límites tecnológicos no considerados hasta ahora. Algunos de los parámetros a considerar seriamente son la estabilidad en impedancia, la directividad, el ancho de haz, la pureza de polarización y, sobretodo, el aislamiento con respecto a las antenas vecinas (parámetro a veces olvidado en los procesos de diseño) [12].

El aislamiento entre antenas vecinas – problemático en mmWave por la proximidad y el tamaño de estas – es un aspecto crítico a tratar [23]. Antenas que no interfieren entre ellas son clave para garantizar la diversidad espacial de la que tanto depende el funcionamiento de MIMO [22]. De hecho, proporcionar vías para obtener diversidad en un mismo array de antenas equivale a conseguir mayor ganancia en la transmisión, pues esta ganancia viene determinada tanto por la redundancia de los datos transmitidos como por el multiplexado del flujo de datos. Existe, además, un balance entre cuánta diversidad o multiplexado debe haber en una transmisión, aunque es difícil encontrar en la literatura un consenso sobre este tema [20][21].

Se puede observar como existe una tendencia a obtener la mayor cantidad de diversidad dada una antena de comunicación. La capacidad de obtener distintas características de radiación con una misma antena (o array de éstas) y de transmitir varios flujos de datos permite multiplicar las posibilidades de un recurso y obtener mayores tasas de datos con mejor calidad de recepción – cuando son apropiadamente combinadas y gestionadas. La diversidad puede llevarse a cabo de distintas formas: además de la ya habitual diversidad espacial y angular, es posible obtener diversidad en polarización (pues ciertas polarizaciones pueden ser utilizadas simultáneamente sin interferir), en diagrama de radiación (cuando antenas, normalmente diseñadas con la Teoría de los Modos Característicos, pueden radiar distintos diagramas – ortogonales entre sí – dependiendo de su configuración de alimentación) e incluso de manera cooperativa (cuando antenas localizadas en distintos emplazamientos colaboran entre ellas para que la transmisión llegue a su destino correctamente).

Otro de los temas de conversación para el futuro del diseño de antenas, es el estudio de antenas con gran ancho de banda, popularmente conocidas como antenas UltraWideBand (UWB). El estudio de este tipo de antenas es anterior al de cualquiera de las tecnologías anteriormente mencionadas, no obstante, es ahora cuando mayor atención está recibiendo, pues comienza a haber esperanza sobre nuevas bandas de frecuencia en las que operar. El uso de antenas UWB no está reñido con los dos puntos clave de 5G – mmWave y massive MIMO. De hecho, existen diversos artículos que defienden la coexistencia de estas tecnologías para mejorar el rendimiento de las comunicaciones [21][22][23][24][25][26][27]. Uno de los usos para los que más referencias se encuentran, es para la medida del canal en 5G. Como se espera

²Esta es una de las razones por las que se le está dando mucha importancia al entorno indoor en el desarrollo de tecnologías para 5G, pues existe una separación clara indoor/outdoor en mmWave por cuestiones de penetración.

utilizar grandes anchos de banda, es necesaria una antena capaz de obtener información a lo largo de toda la banda, pues para encontrar la banda óptima en la que 5G debe operar es necesario investigar las características de propagación en diversas frecuencias, y un sistema de medida basado en UWB ofrece la información necesaria [25].

Se ha visto en [28] como un sistema MIMO UWB puede mejorar la capacidad comparado con un sistema MIMO convencional. Dadas las pérdidas de propagación y penetración implícitas en el aumento de la frecuencia de transmisión, se ha asumido la necesidad de separar los métodos de acceso inalámbrico para entornos indoor y outdoor. Así, los sistemas MIMO UWB se presentan como un fuerte candidato para las comunicaciones indoor, pues permiten comunicar con grandes anchos de banda a la vez que combaten los efectos del desvanecimiento multicamino [24][26]. En cuanto a las comunicaciones outdoor, existen diversas propuestas sobre el uso de UWB por su robustez en escenarios con multicamino, como su uso para posicionamiento preciso de usuarios [27] o su uso en el terminal móvil para soportar las múltiples bandas en las que se opera [29]. Las mejoras que UWB puede aportar a 5G hacen necesario un estudio más profundo. Una de las técnicas para el estudio y diseño de antenas UWB es la Teoría de Modos Característicos. La correcta implementación de esta teoría permite no solo entender los procesos físicos que ocurren en una antena, sino que también resulta altamente práctica para seleccionar aquellas características de propagación que se desean y potenciarlas debidamente, con la gran utilidad para el diseño de antenas UWB y MIMO que eso conlleva [30][31].

En la Sección 2 de este documento se va a analizar, tanto de forma teórica como práctica, la Teoría de Modos Característicos, teniendo en cuenta sus posibles implicaciones en UWB y MIMO. Basado en esto, la Sección 3 describe un análisis de dipolos de banda ancha. Finalmente, la sección 4 detallará el proceso de diseño y optimización de una antena UWB compatible con varias técnicas de diversidad para su uso en MIMO y, consecuentemente, en 5G.

2. Teoría de Modos Característicos

La proliferación de las comunicaciones inalámbricas y el creciente interés en métodos de diseño de antenas ante la necesidad de obtener diseños cada vez más complejos y con más restricciones ha despertado, desde hace unos años, un renovado interés por la Teoría de Modos Característicos – o TCM, del inglés Theory of Characteristic Modes. Para poder entender la practicidad de esta teoría es necesario conocer, al menos de forma generalizada, los principios en los que se basa.

Tradicionalmente, se han utilizado métodos modales para la obtención de soluciones electromagnéticas en estructuras cerradas – como guías de onda o cavidades. No obstante, la obtención de soluciones modales para estructuras radiantes era usualmente eludida por la menor eficiencia de este método para analizar este tipo de problemas. El primer enfoque modal para antenas fue los modos esféricos [32][33], con el que se describía como cualquier campo radiado podía ser suma de ondas esféricas ortogonales. Más tarde, se postuló cómo las autofunciones – o modos característicos – representaban también soluciones modales válidas para problemas de antenas [34].

2.1. Modos Característicos de un cuerpo conductor

La Teoría de Modos Característicos fue formulada por Robert J. Garbacz en 1971 [34], pero fue posteriormente desarrollada por Roger F. Harrington y Joseph R. Mautz [35]. En ella, se definen los modos característicos como modos de corriente real de cuerpos conductores.

Los modos característicos son un conjunto de funciones ortogonales, y pueden utilizarse para obtener las corrientes totales en la superficie de una estructura. Estos modos corresponden con los autovectores de una autoecuación que tiene en cuenta la Matriz de Impedancia Generalizada del cuerpo. Es obvio que las corrientes totales de la estructura pueden obtenerse mediante la inversión de esta matriz, pero la obtención de las corrientes modales como funciones base proporciona un punto de vista en el que es posible entender los procesos físicos que se dan lugar en el cuerpo. Entendiendo estos fenómenos, es posible desarrollar un proceso de síntesis de antenas utilizando la Teoría de Modos Característicos, tal y como fue publicado originalmente por [36] y [37]. Un análisis más detallado, preciso y adaptado a las necesidades actuales se puede encontrar en [38], [39] y [40], referencias clave para la reciente popularización de la Teoría de Modos Característicos.

Las corrientes características son reales y forman un conjunto ortogonal en la superficie, de tal manera que forman parte de la Matriz de Impedancia Generalizada una vez es diagonalizada. A raíz de estas corrientes, se generan unos campos electromagnéticos, denominados campos característicos. Consecuentemente, estos campos forman un conjunto ortogonal de campos radiados y, a su vez, diagonalizan la matriz de dispersión del cuerpo [38].

Tal y como se postuló en [35], la Teoría de Modos Característicos parte de una ecuación que relaciona la corriente J de la superficie del cuerpo conductor con el campo eléctrico tangencial incidente (1), pues TCM se formula bajo la existencia de una onda plana que incide sobre la estructura como única fuente de excitación. Por tanto, se parte del hecho de que la solución es independiente de la excitación de la antena y solo dependerá de la geometría del cuerpo.

$$[L(J) - E^i]_{tan} = 0 \tag{1}$$

El término $-L(J)$ puede considerarse como la intensidad eléctrica producida por la corriente J , lo cual significa que el operador L equivale físicamente a una impedancia.

$$Z(J) = [L(J)]_{tan} = R(J) + jX(J) \quad (2)$$

Las corrientes características J_n serán las autofunciones obtenidas con la siguiente autoecuación – o ecuación de autovalores.

$$X(\vec{J}_n) = \lambda_n R(\vec{J}_n) \quad (3)$$

donde λ_n son los autovalores, y R y X son la parte real e imaginaria de la impedancia Z . Por reciprocidad, se sabe que J_n y λ_n son reales, lo cual añade interés a la solución frente a otros métodos cuyas soluciones son complejas y difíciles de interpretar.

En (3) se puede observar el uso de R como coeficiente de peso, haciéndolo responsable de las propiedades de ortogonalidad de los modos característicos, cumpliéndose:

$$\langle \vec{J}_m^*, R(\vec{J}_n) \rangle = \delta_{mn} \quad (4)$$

$$\langle \vec{J}_m^*, X(\vec{J}_n) \rangle = \lambda_n \delta_{mn} \quad (5)$$

donde δ_{mn} es el delta de Kronecker, que representa una matriz identidad.

Para poder calcular los modos característicos de un cuerpo conductor es necesario reducir la ecuación (3) a forma matricial utilizando el método de Galerkin.

$$[X]\vec{J}_n = \lambda_n [R]\vec{J}_n \quad (6)$$

Este tipo de problemas se denominan problemas de autovalores generalizados, pues presentan la forma:

$$Ax = \lambda Bx \quad (7)$$

Como A y B son simétricas y B es una matriz definida positiva³, los autovalores generalizados de A y B pueden calcularse utilizando la factorización de Cholesky. Sin entrar en muchos detalles, partiendo del hecho de que R y X provienen de la parte real e imaginaria de la matriz de impedancia generalizada de la antena, la cual es simétrica, estas matrices serán también simétricas. Por tanto, es posible reducir el problema de autovalores generalizado a un problema de autovalores estándar, quedándose con la forma:

$$(R^{-1}X) \cdot J_n = \lambda_n \cdot J_n \quad (8)$$

Esta ecuación es relativamente sencilla de resolver. Mediante el uso de una función de algún software comercial para obtener autovalores y autovectores – por ejemplo, $[J,D] = \text{eig}(X,R)$ de MATLAB – es

³Una matriz definida positiva es una matriz hermitiana cuyos autovalores son positivos'

posible obtener la solución. El resultado de esta función proporcionará, por un lado, una matriz diagonal con los valores propios en su diagonal; y por otro lado, una matriz cuyas columnas serán los autovectores, correspondientes con J_n .

Estas corrientes propias – o corrientes características – van a depender altamente de la geometría del cuerpo bajo análisis. Tienen una forma con tendencia sinusoidal, cuya cantidad de nulos define el orden del modo característico. La naturaleza oscilatoria de la corriente varía con la frecuencia y con el modo, siendo más estables para la frecuencia a la cual resuena el modo y teniendo mayor número de ciclos cuanto mayor sea el orden, siempre manteniendo los nulos en la misma posición. Una diferenciación habitual de las corrientes propias es según la simetría, existiendo modos pares e impares.

Las corrientes son más sencillas de interpretar si las particularizamos para el caso de un dipolo simple. Es habitual, cuando se estudian los dipolos, la representación de su distribución de corrientes para distintas dimensiones relacionadas con la longitud de onda. El popular dipolo $\lambda/2$ resuena con la distribución del primer modo característico (J_1). Así mismo, las longitudes λ , $3\lambda/2$ y 2λ resonarán con los modos J_2 , J_3 y J_4 , respectivamente. Nótese que para un mismo dipolo, todas estas longitudes se alcanzarán conforme aumenta la frecuencia y todos los modos estarán presentes, aunque con mayor o menor relevancia en función de la cercanía a su frecuencia de resonancia.

2.2. Solución modal de las corrientes totales de un cuerpo conductor

Ahora que se ha obtenido un conjunto de corrientes propias del cuerpo conductor, es posible, dada la ortogonalidad de estas, obtener soluciones modales de las corrientes totales de la estructura.

$$J = \sum_n \alpha_n J_n \quad (9)$$

Aplicando sustituciones en (1) y resolviendo el producto interior resultante se obtiene un sistema de ecuaciones que, una vez resuelto aplicando la propiedad de ortogonalidad, proporciona la solución modal de las corrientes totales.

$$J = \sum_n \frac{V_n^i J_n}{1 + j\lambda_n} \quad (10)$$

donde V_n^i es el coeficiente de excitación modal, que indica el grado de acoplo entre la excitación y el modo n (es decir, indica si el modo n está siendo excitado).

También se observa como la corriente total depende de los autovalores λ_n . Los autovalores tienen una gran importancia en la solución de corriente, pues indican si un modo se encuentra en resonancia cuando su valor es cero. Cuando la magnitud de los valores propios está cercana a la resonancia el modo se comporta más eficientemente. Su signo, además, indica si el modo almacena energía eléctrica ($\lambda_n < 0$) o energía magnética ($\lambda_n > 0$).

2.3. Análisis de los modos característicos de geometrías simples

A partir de la formulación matemática queda claro que es posible obtener los modos característicos de cualquier cuerpo conductor con geometría arbitraria mediante la ecuación (6). La resolución de la ecuación proporciona un conjunto de corrientes propias que únicamente dependen de la geometría del cuerpo. Los valores propios obtenidos con la resolución de este problema proporcionan información sobre el comportamiento físico de cada modo. Partiendo de este hecho, se ha construido un conjunto de geometrías simples con el software de simulación electromagnética FEKO a fin de valorar las distintas propiedades de cada una y entender el comportamiento de los modos característicos a través de distintas superficies.

Para poder obtener resultados similares y consistentes, se ha establecido una altura fija de 52mm para todas las geometrías. Un problema que se ha detectado al simular los modos característicos de todas las geometrías, es la diferencia de los resultados ante la modificación de diversos parámetros del simulador (como mallado o precisión numérica). Tras realizar multitud de simulaciones para detectar los parámetros que mejor hacen funcionar la simulación de todas las geometrías, se ha utilizado finalmente un mallado personalizado (mallado triangular de 2mm de lado) y precisión numérica doble.

Fig. 1 muestra los primeros modos característicos de un círculo metálico de diámetro 52mm. Se puede visualizar como cada modo característico presenta una distribución de corrientes diferente sobre la superficie. Los modos con notación J_{0m} corresponden con los modos TE, es decir, modos principalmente inductivos cuya divergencia es nula, presentando bucles cerrados de corriente. El resto de modos son numerados conforme al número de ciclos sinusoidales que presentan. Es habitual encontrarse modos con el mismo número de ciclos en los que la disposición de nulos de corriente ha sufrido una rotación; estos modos serán indicados con la notación J_n y J'_n . Para geometrías en las que la rotación de la disposición de estos nulos no altere el camino recorrido por las corrientes (generalmente estructuras con uno o varios ejes de simetría) los modos del mismo orden estarán degenerados. A la vista de estos resultados, resulta sencillo deducir el progreso que seguiría la distribución de corrientes de los modos siguientes (J_3, J_4, \dots).

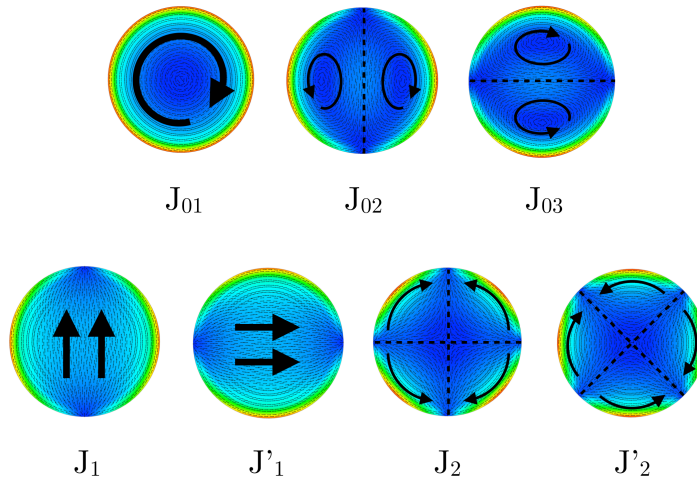


Figura 1: Representación de las primeras corrientes propias de un círculo metálico

La simulación de diversas geometrías para corroborar la persistencia de estos fenómenos ha proporcionado las distribuciones que se pueden observar en Fig. 2. Se han analizado un conjunto de ocho geometrías para garantizar la diversidad de resultados y permitir sacar conclusiones al respecto.

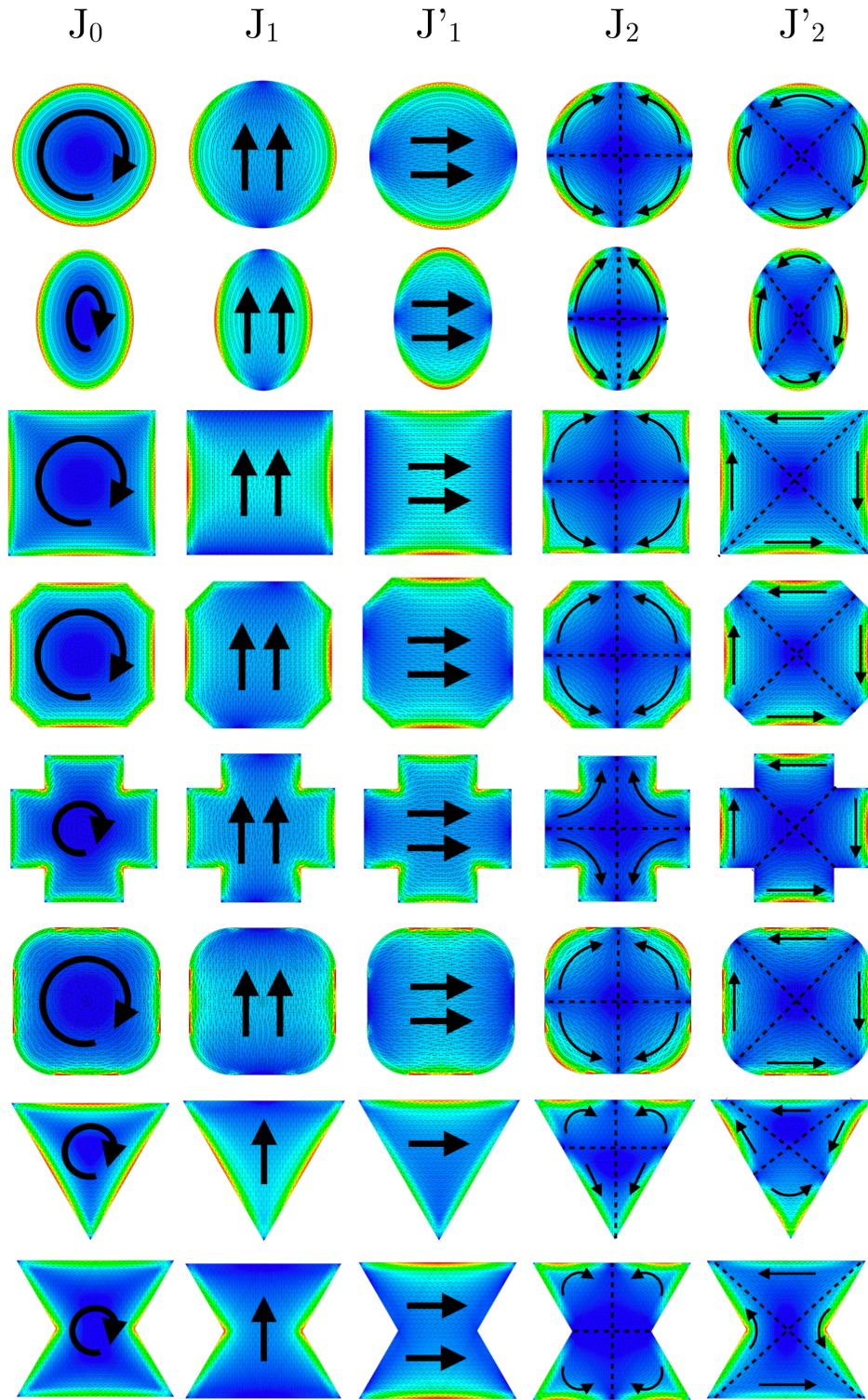


Figura 2: Distribución de corrientes propias para diversos cuerpos geométricos

Como ya se ha comentado, los valores propios resultantes de resolver el problema de autovalores que ha proporcionado estas corrientes tienen la utilidad de proporcionar más información a los resultados. Así, en Fig. 3a y Fig. 3b se muestra la evolución de los autovalores con la frecuencia para un círculo y un cuadrado metálicos, los mismos que se han mostrado en Fig. 2.

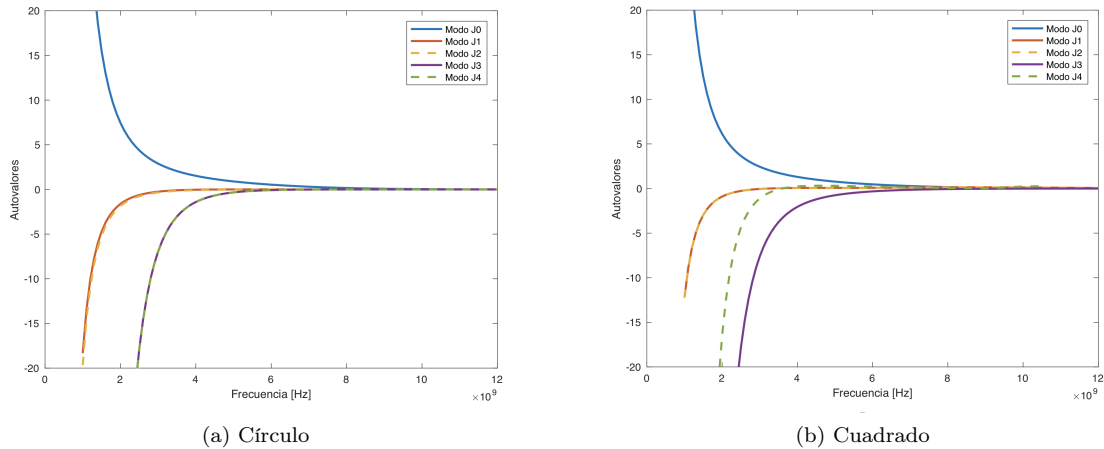


Figura 3: Autovalores de los primeros cinco modos

En ambas gráficas se puede observar como el modo 0 contribuye a almacenar energía magnética, pues la magnitud del autovalor es positiva. Todos los demás modos son modos capacitivos y se mantienen con magnitudes negativas. Se hace evidente, además, la degeneración de los modos J_1 y J'_1 , pues la distribución de corrientes es equivalente para el modo vertical y el horizontal (Fig. 2). En cambio, para los modos J_2 y J'_2 del cuadrado, las corrientes toman caminos distintos y esto se refleja en la evolución de los autovalores, que hacen más o menos efectivo cada modo en función de la frecuencia.

La curva que describen los autovalores muestra una tendencia asintótica hacia 0, lo cual complica la búsqueda de la frecuencia de resonancia, pues no se encuentra un valor 0 exacto hasta altas frecuencias. Estableciendo un umbral, a partir del cual se puede considerar que la magnitud del autovalor es nula a efectos prácticos, es posible realizar una función en un software de simulación para obtener las frecuencias de resonancias de los modos de manera automatizada y coherente. De este modo, tal y como se ilustra en la Tabla 1, se han obtenido las frecuencias de resonancia de estos modos en particular. Estas frecuencias, o mejor dicho, las longitudes de onda asociadas, tienen gran relación con el camino que recorren las corrientes.

f_{res}	J_1	J'_1	J_2	J'_2
Círculo	3.5	3.5	7.2	7.2
Cuadrado	5.4	5.4	6.1	3.4

Tabla 1. Frecuencias de resonancia [GHz] de los autovalores del círculo y cuadrado

Otra representación que en ocasiones es preferida para obtener información similar a los autovalores es el ángulo característico. Este parámetro describe la diferencia de fase entre un modo de corriente y el campo que este radiaría, y se define como:

$$\alpha_n = 180^\circ - \tan^{-1}(\lambda_n) \quad (11)$$

En Fig. 4 se muestra la evolución del ángulo característico de los modos del círculo. En este caso, para un ángulo característico de 180° el modo se encuentra en resonancia. Cuando los ángulos se acercan tanto a 90° como a 270° el modo se encontrará almacenando energía.

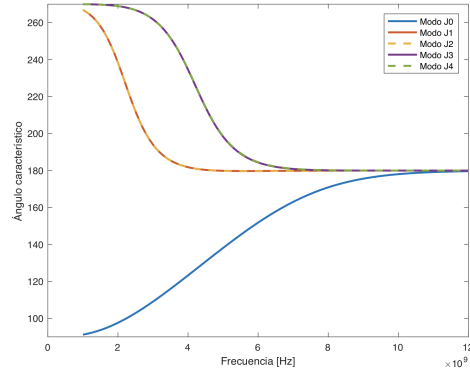
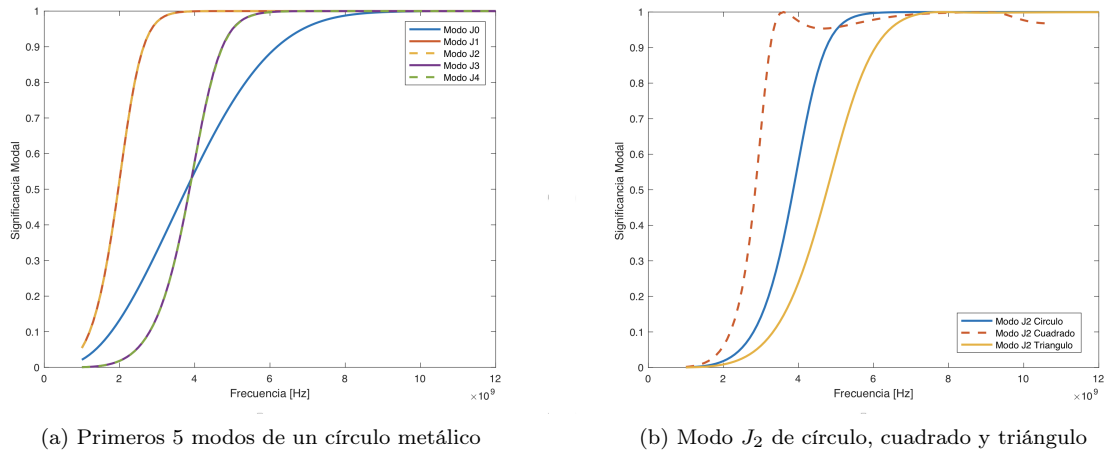


Figura 4: Ángulo característico de los primeros 5 modos de un círculo metálico

En la práctica, se utiliza también otra representación alternativa de los autovalores. Resulta relativamente obvio que la representación más realista de los autovalores sea similar en formato a la fórmula de las corrientes totales (10). Así, se define la significancia modal como:

$$SM_n = \left| \frac{1}{1 + j\lambda_n} \right| \quad (12)$$



(a) Primeros 5 modos de un círculo metálico

(b) Modo J_2 de círculo, cuadrado y triángulo

Figura 5: Ejemplos de significancia modal

La significancia modal representa la amplitud de los modos de corriente de forma normalizada utilizando únicamente los valores propios. De esta forma, SM_n identifica la resonancia de cada modo cuando

su valor es máximo (1) [41]. Este parámetro, como puede extraerse de Fig. 5a, proporciona información visualmente más clara sobre la contribución del modo a la solución teniendo en cuenta la frecuencia. Es decir, permite ver claramente la banda de frecuencias en la cual el modo está presente.

Este parámetro es el primero de los que se han descrito que puede aportar utilidad de cara al diseño de antenas. En Fig. 5b se puede observar como un mismo modo (J_2) se comporta de forma distinta dependiendo de la geometría. Por tanto, es posible descartar o elegir una geometría de antena en concreto para que tenga el comportamiento que se desea.

No obstante, a pesar de poder obtener las corrientes modales y la resonancia de estas, el diseño de antenas se centra principalmente en sus propiedades de radiación, por lo que es necesario obtener más información sobre el comportamiento de los modos en este aspecto.

2.4. Campos característicos

Hasta ahora se han descrito las bondades de la aplicación de la Teoría de Modos Característicos para el análisis de la distribución de corrientes. No obstante, de cara a aplicar TCM para el diseño de antenas es necesario extrapolar la información de las corrientes propias a los campos que estas generan. Los campos eléctricos E_n que producen las corrientes características J_n son denominados campos característicos. Dada la procedencia de estos campos de corrientes ortogonales, es posible establecer relaciones de ortogonalidad para estos campos característicos (via teorema de Poynting).

De la ecuación (3) se puede llegar a la expresión de campos característicos:

$$E_n(\vec{J}_n) = Z(\vec{J}_n) = R(\vec{J}_n) + jX(\vec{J}_n) = R(\vec{J}_n)(1 + j\lambda_n) \quad (13)$$

La simulación de modos característicos proporciona, además de la distribución de corrientes y los autovalores, los campos modales para la estructura bajo análisis. Fig. 6 muestra los campos característicos obtenidos al analizar el círculo metálico. Estos campos siguen las mismas normas que las corrientes en cuanto a resonancia se refiere.

Se puede observar en Fig. 6 los diagramas de radiación producidos por las corrientes características del círculo metálico. Llama la atención la similitud de la distribución de corrientes con la representación del campo en formato polar, donde los máximos producen lóbulos y las fuentes y sumideros de corriente producen nulos de radiación (por cancelación de corrientes). En Fig. 7 se ha comparado la respuesta del modo J_1 para tres geometrías a una frecuencia cercana a la resonancia de todas estas ($f = 3GHz$). A pesar de las claras diferencias de forma de estos planos metálicos, se puede comprobar como los campos característicos de un mismo modo son notablemente estables y predecibles.

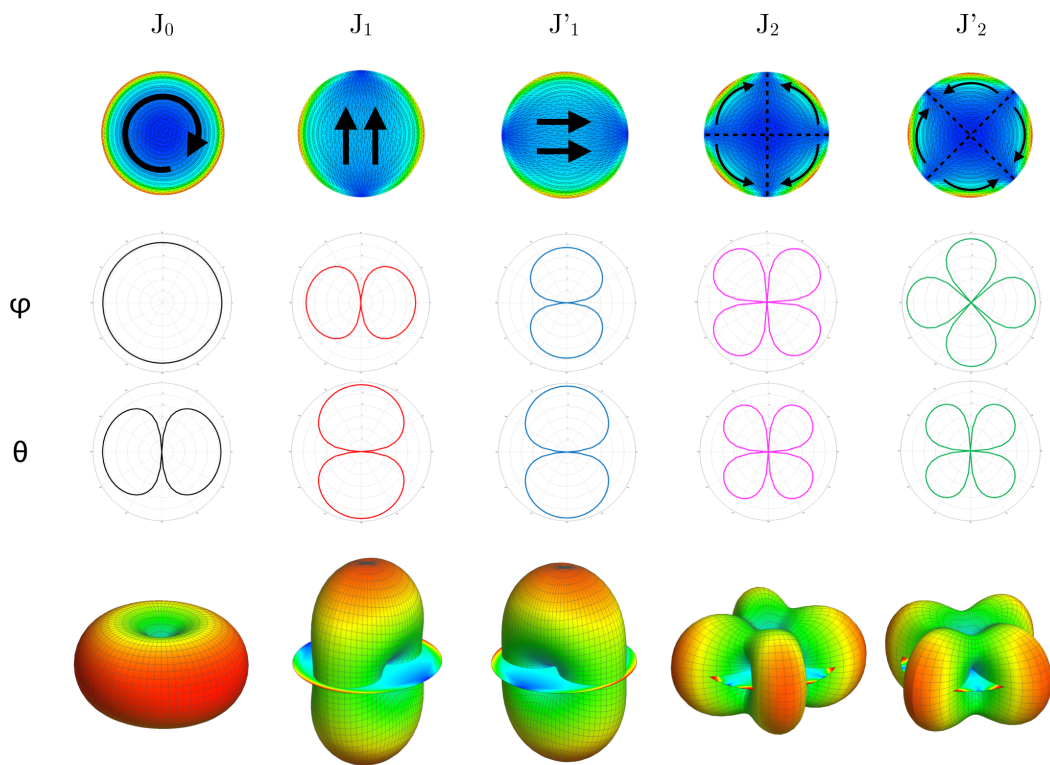


Figura 6: Diagramas de radiación en formato polar (corte en ϕ) y en 3D de los primeros 5 modos de un círculo metálico

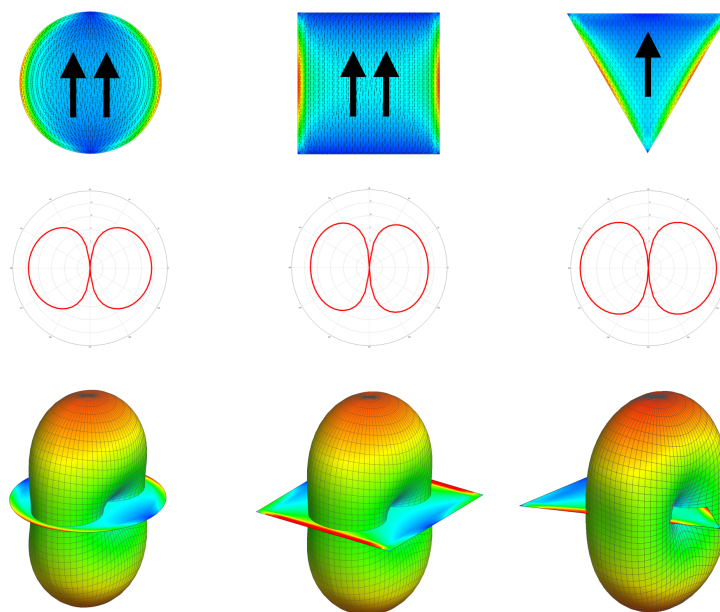


Figura 7: Comparación de los diagramas de radiación en formato polar (corte en ϕ) y en 3D del primer modo (J_1) de tres geometrías: círculo, cuadrado y triángulo.

Con la posibilidad de obtener los diagramas de radiación correspondientes a los modos característicos es posible seleccionar los modos que se desean para el comportamiento de la antena al final del proceso de diseño. No obstante, tal y como se puede deducir de Fig. 7, el comportamiento de los modos es similar para todas las geometrías. La representación de los campos y las corrientes modales aporta información muy práctica para la antena que se desea diseñar y los valores propios permiten conocer las frecuencias en las que el modo contribuye en mayor medida a la solución total.

Los modos característicos varían su respuesta con la frecuencia debido a las propiedades eléctricas intrínsecas de la estructura radiante, siendo de referencia el modo en la frecuencia de resonancia. En las aplicaciones de simulación comerciales ninguno de los parámetros que se pueden calcular sobre los modos característicos hace referencia a la estabilidad de diagrama del modo. Es necesario el cálculo de un parámetro que permita identificar la estabilidad de un modo con la frecuencia, pues para el diseño de antenas de banda ancha es necesario garantizar que el diagrama se mantiene relativamente constante a lo largo de toda la banda.

En [42] se plantea un método de análisis de la estabilidad de diagrama para antenas UWB, reflejando esta necesidad. En base a esto, es posible aplicar esta técnica al diagrama de los modos característicos y establecer así un parámetro de medida de la estabilidad de estos modos, a la vez que se obtiene una figura de mérito que puede ayudar en el proceso de diseño de una antena [43].

En las referencias [42] y [43] se desarrollan un conjunto de fórmulas matemáticas que definen los parámetros de estabilidad de diagrama. Entre ellas, se define el parámetro ρ_n , que consiste en el cálculo de la autocorrelación de los diagramas de radiación en 3D con respecto a una frecuencia de referencia. El parámetro C_n , por su parte, realiza una media de ρ_n tomando todas las frecuencias de la banda seleccionada como frecuencias de referencia. Finalmente, el parámetro MPSF (Modal Pattern Stability Factor) realiza un promediado de C_n para obtener un escalar (entre 0 y 1) que permite medir de manera cuantitativa y muy generalizada la estabilidad de un diagrama.

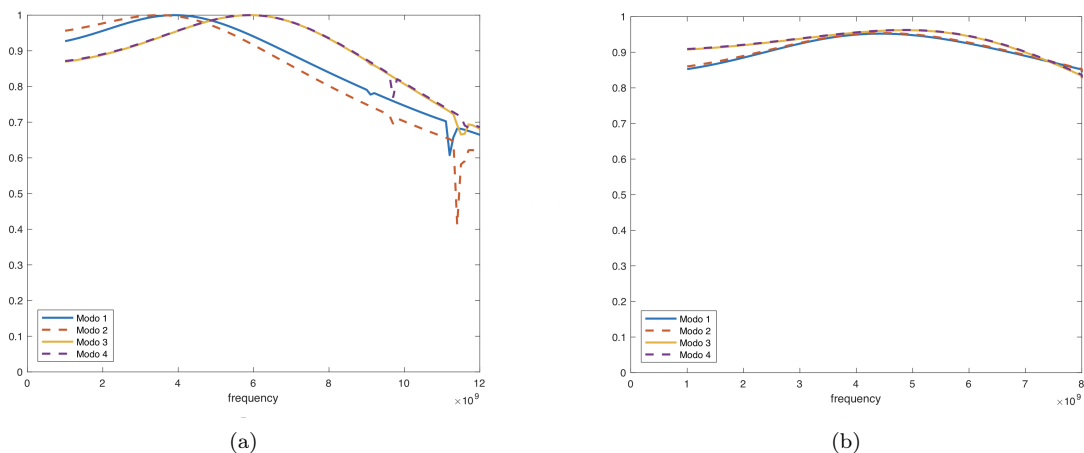


Figura 8: ρ_1 y C_1 de los campos característicos de un círculo metálico

En virtud de estos parámetros, es posible obtener ρ_1 (Fig. 8a) y C_1 (Fig. 8b) para el círculo. Estos parámetros, aunque distintos, muestran claramente la estabilidad del diagrama de radiación producido por los modos característicos de esta estructura. Como C_1 (Fig. 8b) realiza un promediado teniendo en cuenta todas las frecuencias como referencia su resultado es de carácter más general. En cambio, ρ_1 (Fig.

8a), al centrarse en la frecuencia de resonancia, proporciona un resultado más representativo, donde a esta frecuencia la curva alcanza su valor máximo (1) y desciende conforme el diagrama se deforma con respecto al de referencia.

Anteriormente se ha mostrado cómo las distribuciones de corrientes para distintas geometrías (Fig. 2) mantenían similitudes para un mismo modo característico. Así mismo, se ha podido comprobar cómo el campo característico para un mismo modo se mantenía prácticamente idéntico para varias de estas geometrías (Fig. 7). No obstante, ninguna de estas representaciones hace referencia a la capacidad de cada una de estas geometrías de mantener el diagrama de radiación relativamente estable a lo largo de un rango de frecuencias. Fig. 9 revela las diferencias del parámetro ρ_n – pues se ha considerado más representativo para visualizar la estabilidad de diagrama – para distintas geometrías y modos característicos.

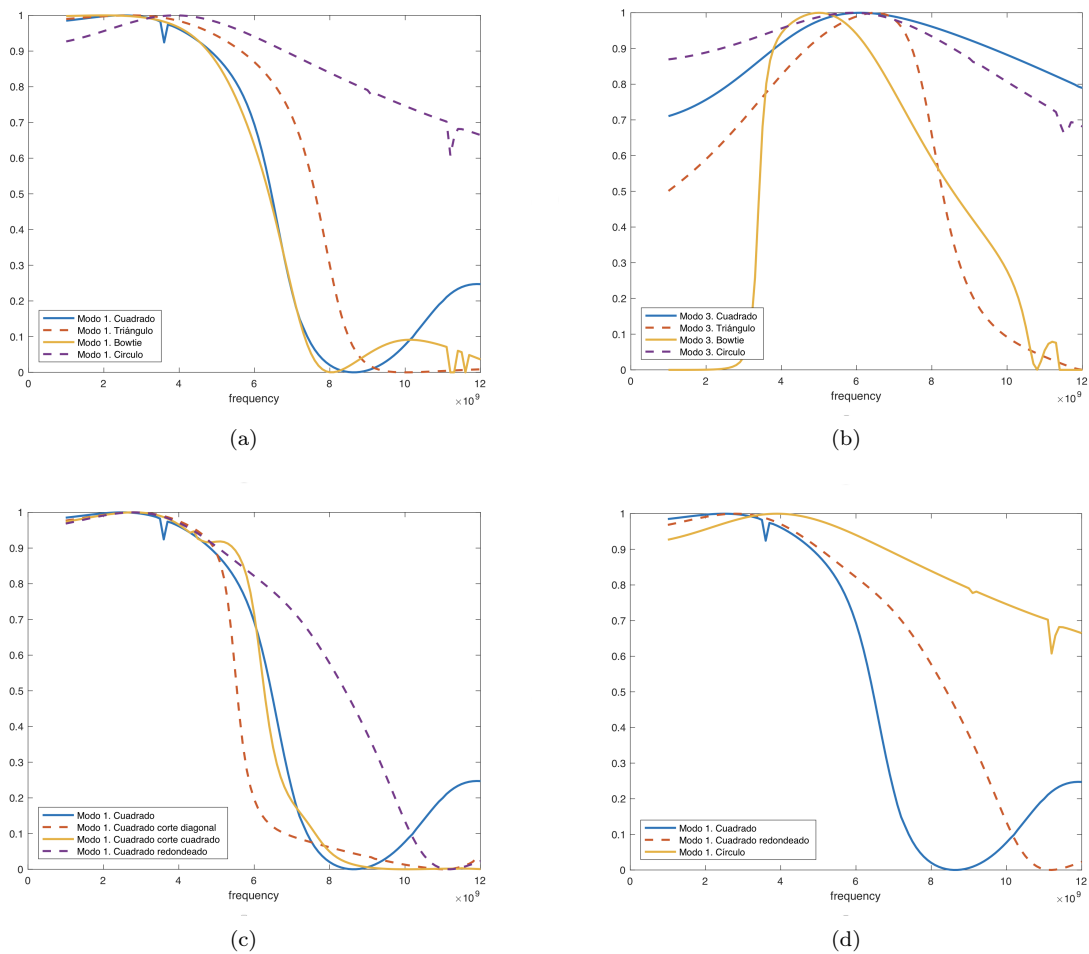


Figura 9: ρ_n de los campos característicos de distintas geometrías para distintos modos

Para mostrar ρ_n se han hecho diversas selecciones de geometrías para comparar. La selección de las gráficas mostradas en Fig. 9 se ha realizado con el objetivo de ilustrar sobre la diversidad de resultados que puede ofrecer según el modo y geometría que se está analizando. Así, en Fig. 9a y Fig. 9b se ha comparado el comportamiento en estabilidad del círculo, triángulo, bowtie y cuadrado. Es posible visualizar cómo para el modo 1 (Fig. 9a) el círculo se mantiene estable a lo largo de la banda analizada mientras que el

resto de geometrías decaen rápidamente y de manera similar en cierto punto. Esto contrasta con lo que ocurre en el modo 3 (Fig. 9b), donde el cuadrado pasa a tener buena estabilidad (junto al círculo, que continúa siendo estable) y el triángulo y bowtie gozan de peor estabilidad que en el modo 1.

Por otra parte, Fig. 9c muestra la respuesta del parámetro ante perturbaciones de las esquinas del cuadrado. Se visualiza cómo todas gozan de una estabilidad similar, siendo ligeramente más estable el cuadrado redondeado. En relación con esto, Fig. 9d compara el cuadrado y el círculo junto a una geometría intermedia: el cuadrado redondeado. Los resultados muestran una clara transición y mejora de estabilidad al pasar de la estructura cuadrada a la circular.

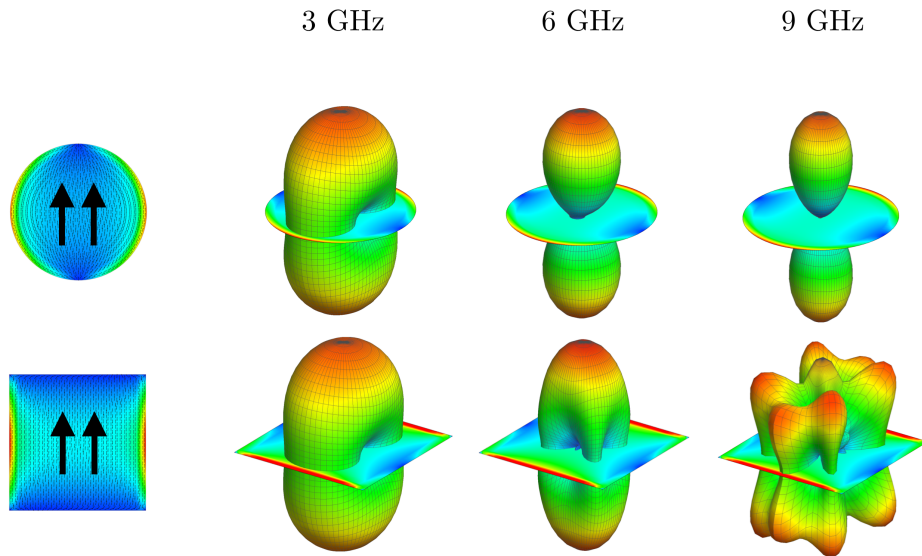


Figura 10: Variación del diagrama de radiación de un círculo y un cuadrado metálicos para el modo característico

De un modo más visual, Fig. 10 muestra la variación de los diagramas de radiación con la frecuencia para el modo 1. Tal y como ya se había observado en Fig. 9a, el cuadrado tiene menos capacidad para mantener el diagrama estable que el círculo.

Con el fin de corroborar el funcionamiento del parámetro MPSF, la Tabla 2 contiene los valores obtenidos para algunas de las geometrías bajo estudio. Es posible comprobar como las tendencias observadas en Fig. 9 son persistentes. La utilidad principal de este parámetro es obtener un único valor que, aunque sea muy general, proporcione cierta información sobre la estabilidad que esa geometría va a presentar en ese modo. Visto desde otra perspectiva, si se desea diseñar una antena que presente estabilidad para un modo en concreto en un rango de frecuencias, este parámetro puede servir para elegir la geometría que mejor cumplirá el cometido.

MPSF	J_1	J'_1	J_2	J'_2
Círculo	0.910	0.913	0.927	0.928
Cuadrado	0.685	0.679	0.888	0.927
Triángulo	0.861	0.647	0.793	0.648

Tabla 2. MPSF de un círculo, cuadrado y triángulo para los cuatro primeros modos característicos.

Se ha visto como la estabilidad de diagrama aplicada a modos característicos, aunque haya sido poco estudiada, proporciona información de valor para el diseño de antenas. No obstante, resulta complicado sacar conclusiones sobre esta temática. Existen multitud de modos (de los cuales solo se han estudiado cuatro) e infinidad de geometrías, por lo que aún no se ha descubierto un patrón que prediga el comportamiento de estos. Se ha realizado un estudio completo con todos los modos y todas las geometrías anteriormente indicados. En resumen, se ha podido observar cómo los modos superiores y las geometrías redondeadas gozan de una mayor estabilidad en diagrama para todas las geometrías. Como para el diseño de antenas los modos más popularmente utilizados son el modo 1 y el modo 2, es posible deducir (como ya se ha visto en Fig. 9) que las geometrías elípticas proporcionan una alta estabilidad en comparación al resto.

Estos parámetros de medida de la estabilidad de diagrama están lejos de ser un método estándar para el diseño de antenas, pero dejan clara la necesidad de técnicas para visualizar el comportamiento del diagrama de radiación con respecto a la frecuencia. La definición de estos parámetros ha probado ser de utilidad para diferenciar geometrías que a priori no tenían claras diferencias de comportamiento. De esta manera, ha sido posible comparar la conducta de los diagramas para distintas geometrías de manera cuantitativa, así como comprobar los efectos sobre la estabilidad que producen ciertas modificaciones sobre la antena bajo análisis. Este parámetro puede utilizarse para optimizar la geometría de un elemento radiante a la hora de obtener estabilidad de diagrama en un rango de frecuencias concreto.

2.5. Aplicación de la Teoría de Modos Característicos

Ya se ha visto como los modos característicos pueden aportar información importante sobre el comportamiento de las antenas, mostrando la distribución de corrientes y campos modales como ningún otro método de resolución de antenas puede hacer. El conocimiento de estos modos característicos puede abrir nuevas posibilidades para optimizar el rendimiento de una antena.

La introducción del concepto de estabilidad de diagrama de los modos característicos y su análisis utilizando métodos de autocorrelación ha probado ser de utilidad para la identificación del rango de frecuencias en el que cada modo y geometría mantiene su diagrama ideal. A la hora de diseñar una antena UWB, además de garantizar que su comportamiento en impedancia cumpla requisitos para un gran ancho de banda, es necesario asegurar que el diagrama va a ser estable en esta misma banda, para lo cual el análisis de modos característicos y su estabilidad puede ser determinante o de gran ayuda, al poder identificar aquellos factores que potencian un comportamiento UWB.

La aplicación de la Teoría de Modos Característicos ha despertado cierto interés para el diseño de antenas MIMO. La propiedad de los modos característicos de ser ortogonales entre ellos resulta de gran utilidad para obtener diversidad en diagrama, tal y como se propone en [44]. La capacidad de poder diseñar una antena capaz de radiar con características independientes permite multiplicar la cantidad flujos de información independientes que se pueden transmitir con una misma antena. No siempre es posible diseñar dispositivos compatibles con MIMO por la imposibilidad de ofrecer una diversidad espacial o angular suficiente, para lo cual la diversidad en diagrama que ofrecen los modos característicos puede ser la solución.

3. Dipolos de banda ancha

Las antenas de banda ancha han ganado popularidad en los últimos años. El diseño de una antena capaz de funcionar en un gran rango de frecuencias resulta de mucha utilidad para transmitir en una alta tasa de datos, así como para poder operar en distintas bandas de frecuencia con una misma antena, reduciendo así costes y consumo energético.

En la sección anterior se ha hablado de las posibilidades de la Teoría de Modos Característicos para el diseño de antenas. Para poder iniciar un proceso de diseño basado en modos característicos, un primer paso puede consistir en la elección de una geometría que se adecue a las especificaciones que se desean. Entre las geometrías anteriormente analizadas, aquellas con forma redondeada destacaban por el ancho de banda en el que mantenían el diagrama estable; frente a las geometrías angulosas, que rápidamente perdían sus características de referencia. Por sencillez, se ha partido de la figura circular para realizar un proceso de análisis para el diseño de una antena basada en esta geometría. El círculo, a pesar de no ser necesariamente la figura que mejor propiedades tenga (existen opciones con formas más optimizadas [45]) posee infinitos ejes de simetría que le otorgan gran versatilidad en el diseño práctico - como construcción de arrays o localización de puertos de excitación.

Un círculo metálico, como tal, no constituye una antena (al menos de forma efectiva). Este círculo metálico, en primer lugar, debe tener uno o varios puertos de excitación. Las estructuras radiantes habituales, o de partida, son los monopolos y dipolos. Los monopolos circulares han sido ampliamente estudiados como antenas de banda ancha y han probado dar buenos resultados [38][39][45]. En esta sección se va a realizar un análisis exhaustivo de las posibilidades de un dipolo circular partiendo de sus características modales.

En Fig. 11 se puede visualizar los modos característicos de corriente de un dipolo circular comparado con el círculo ya analizado en la sección anterior. Ambas figuras tienen las mismas dimensiones para garantizar que las frecuencias de resonancia sean similares.

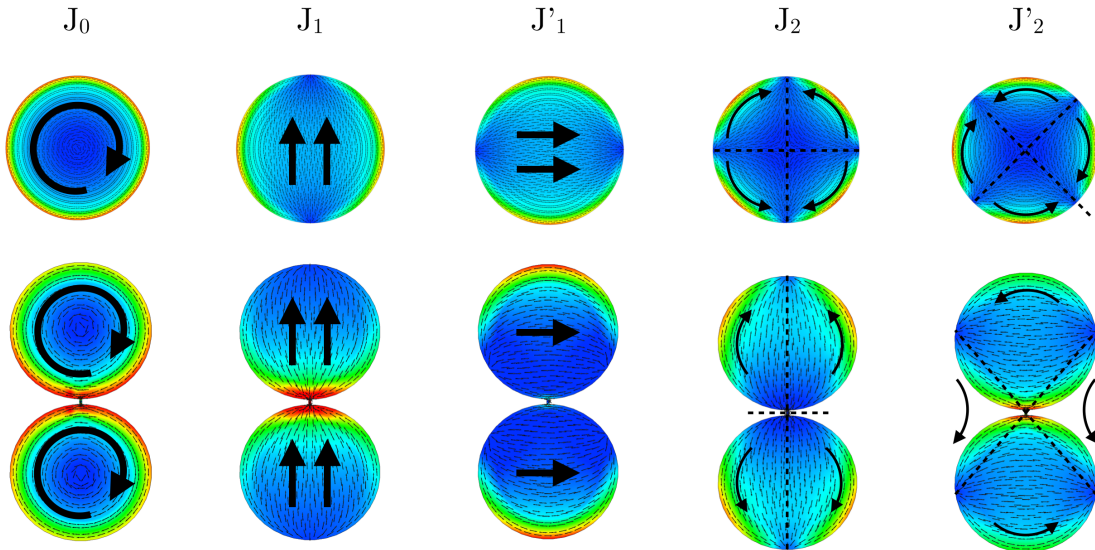
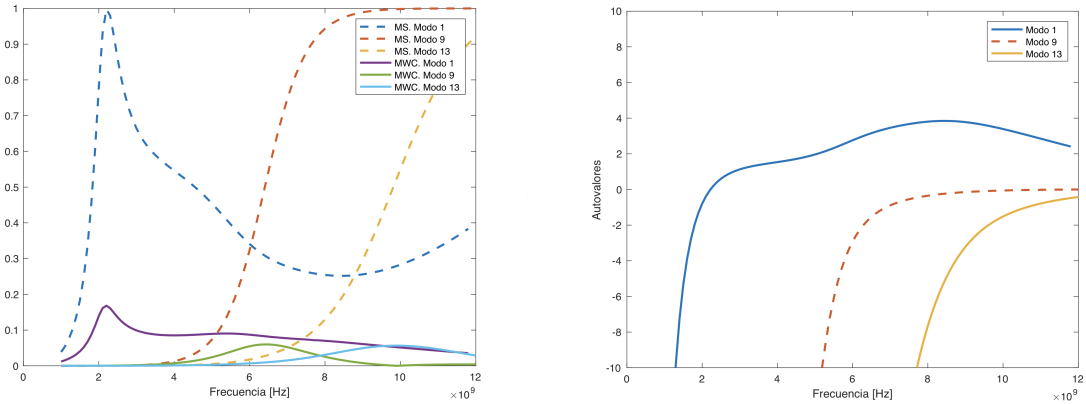


Figura 11: Cinco primeros modos característicos de un círculo y un dipolo circular

Un aspecto importante que surge al hablar de antenas reales es la excitación de modos. Los modos característicos siempre son calculados con independencia del método de excitación que tenga la antena. En la práctica, las antenas deben alimentarse en uno o varios puntos, por lo que no todos los modos que se obtienen aplicando la Teoría de Modos Característicos van a ser excitados en una antena real. En este caso, al tratarse de un dipolo, la excitación se encontrará en el centro de la antena.

La corriente y el campo real de la antena será combinación lineal de los modos que se excitan. La presencia de un puerto de alimentación y su localización dentro de la geometría es determinante para la presencia de ciertos modos y la ausencia de los demás. De todos los modos que se conocen ($J_0, J_1, J'_1, J_2, J'_2$) el único que se acopla con la excitación, al menos de manera relevante, es el modo J_1 (Fig. 12a). Esto quiere decir que es posible generalizar el comportamiento modal de la antena al comportamiento de este modo. No obstante, conforme aumenta la frecuencia y el comportamiento de las corrientes y los campos se hace más complejo algún modo de orden superior se acopla con la excitación, tal y como se observa en Fig. 12a, donde se representa el Coeficiente de Excitación Modal (10) de los tres modos – modo J_1 y dos modos de orden superior – que mejor se acoplan con la excitación elegida.



(a) Coeficiente de excitación modal y significancia modal de los modos que se acoplan a la excitación (b) Autovalores de los modos que se acoplan a la excitación

Figura 12: Parámetros modales del dipolo circular

El hecho de que solo se excite este modo (de los cinco primeros) no es casual. En Fig. 11 se puede ver cómo para los modos J'_1 y J_2 tienen un nulo de corriente en el puerto de alimentación (modos impares). J_0 , por su parte, es un modo espira no radiante [38], y J'_2 , aunque es un modo par y puede ser excitado, tiene una distribución de corrientes que no se ha reflejado en las corrientes totales. El hecho de que se excite principalmente un modo no es extraño; para que un modo se excite debe colocarse el puerto de alimentación en un máximo de corriente del mismo, por lo que es habitual que gran parte de los modos sean prácticamente eliminados en el proceso. A modo de comprobación, es posible visualizar en Fig. 13 una comparación entre la corriente total y los modos que participan en gran medida en ella.

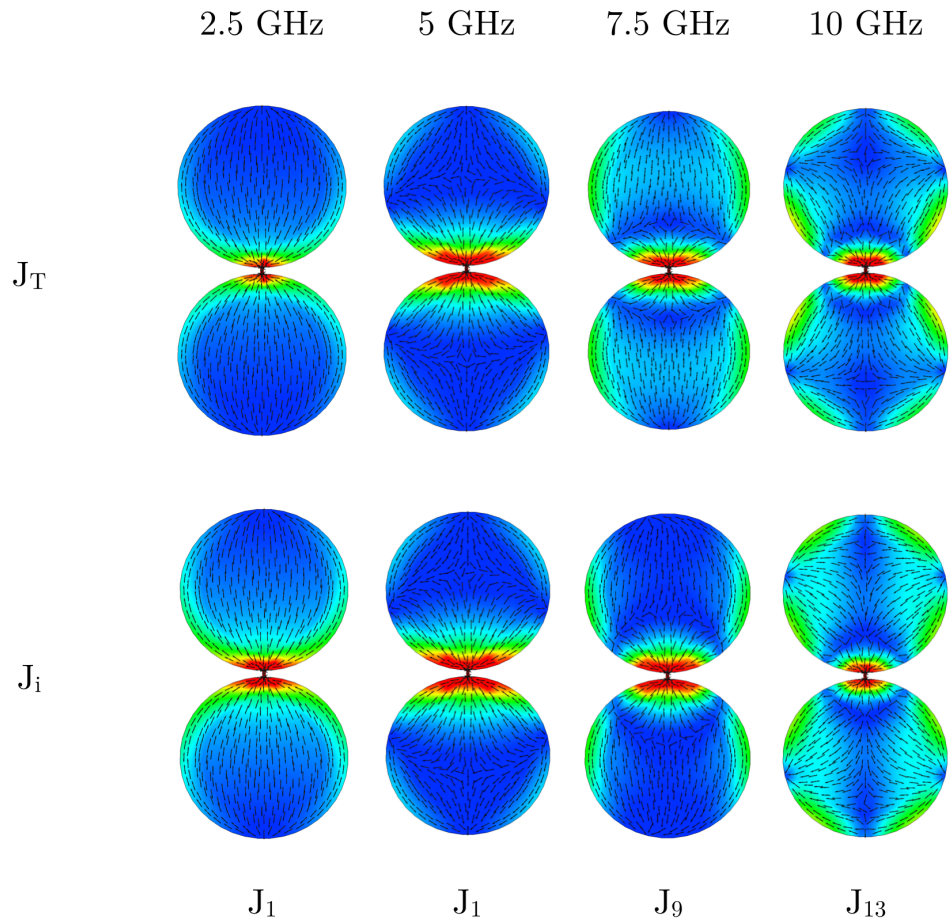


Figura 13: Corrientes totales J_T y modales J_i para distintas frecuencias de operación

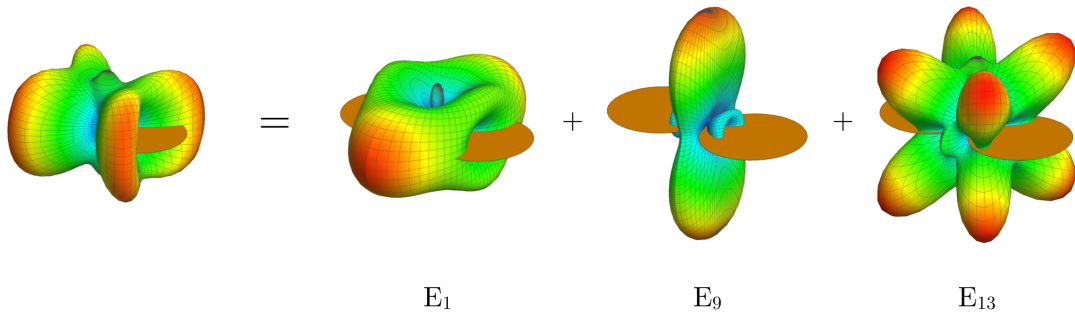


Figura 14: Campo total a 8GHz como suma de los 3 modos con mayor acoplamiento con la excitación

En Fig. 14 se observa, basado en los modos y las corrientes que aparecen en Fig. 12a y Fig. 13, cómo el campo total a 8 GHz corresponde con la suma de tres modos.

Los modos característicos también se pueden utilizar para comprender el comportamiento en impedancia de una antena. Las propiedades de impedancia de una antena son críticas para su diseño, de tal manera que el parámetro con mayor importancia para medir, comparar y optimizar antenas es su adaptación al puerto (S_{11}). Resulta que los modos característicos (los que se excitan) tienen una relación relativamente directa con la respuesta en impedancia de una antena. Aún así, resulta complicado predecir la impedancia a partir de los modos característicos.

Ya se ha visto en qué consiste una resonancia en términos de longitud eléctrica y de eficiencia de un modo característico, pero las resonancias tienen también importancia en impedancia. Cuando se tiene una resonancia, la parte imaginaria de la impedancia es (teóricamente) nula, mientras que la parte real tiene magnitudes manejables; esto convierte a las frecuencias en las que se tienen resonancias en frecuencias ideales de operación. En cambio, las llamadas antiresonancias (correspondientes a longitudes eléctricas similares a la longitud de onda o un número entero de ésta), aunque también presentan reactancia nula, elevan la parte real a magnitudes altas y poco prácticas que normalmente perjudican el comportamiento de la antena.

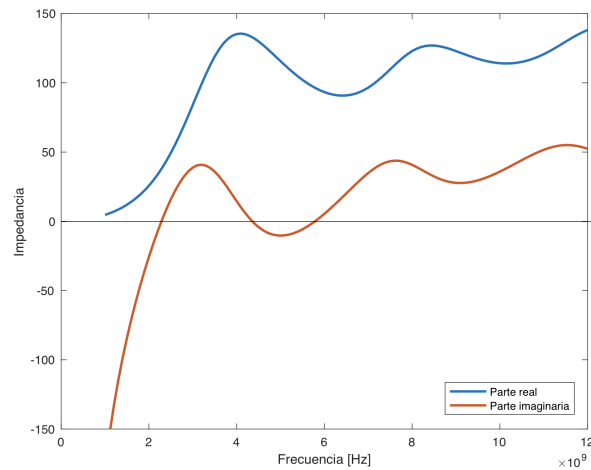


Figura 15: Impedancia del dipolo circular

En Fig. 15 ilustra el comportamiento en impedancia del dipolo circular. Se observa una resonancia a 2.4 GHz que coincide con el momento en el que el modo 1 alcanza su máximo valor de acoplo (Fig. 12a), que también coincide con la frecuencia de resonancia de este modo al analizar los autovalores (Fig. 12b). Así mismo, la primera antiresonancia (en 4.4GHz) es debida a la interacción entre el modo 1 y el primer modo de orden superior que se comienza a excitar (Fig. 12a), lo cual deja deducir que las antiresonancias son las frecuencias en las que se pasa de un modo a otro, o en las que se combinan varios modos [38]. Normalmente, es posible identificar la causa de las primeras resonancias y antiresonancias, pues conforme se aumenta de frecuencia, la contribución de modos de orden superior complican la comprensión de los fenómenos que se dan lugar. Al final, el comportamiento en reactancia depende de la cantidad de energía eléctrica o magnética que la antena almacena. En Fig. 12b se observa como a altas frecuencias el modo 1, después de su resonancia, ha pasado a almacenar energía magnética (autovalor positivo), mientras que los modos de orden superior se mantienen almacenando energía eléctrica (autovalor negativo). En impedancia, esto se traduce en reactancia negativa (energía eléctrica) y positiva (energía magnética), por lo que las oscilaciones que se perciben en Fig. 15 son debidas a un intercambio de energías que fluctúa en función de la frecuencia.

El balance entre energía eléctrica y magnética se puede interpretar y utilizar para mejorar las características de la antena. Al tener un dipolo formado por dos círculos planos, la energía eléctrica proviene del comportamiento de las corrientes que recorren el contorno de las placas circulares (modo dipolo), mientras que la energía magnética proviene del comportamiento (modo ranura) que se da lugar entre las placas en la parte central del dipolo. Dicho esto, resulta sencillo deducir que al perturbar la forma del dipolo será posible llegar a una solución más o menos estable en impedancia, en la medida en la que éste consiga un balance de energías más equilibrado.

Fig. 16 muestra la impedancia tres dipolos elípticos con distintas excentricidades. Es sencillo darse cuenta cómo el dipolo con mayor excentricidad (más similar a un dipolo de hilo) presenta un comportamiento en impedancia más abrupto; mientras que los otros dipolos presentan una respuesta más estable. En la respuesta de reactancia (Fig. 16a) se puede ver como existe una tendencia a almacenar energía eléctrica, por lo que los dipolos más estables están añadiendo un comportamiento magnético – por su mayor zona que actúa modo ranura – que compensa energía y la estabiliza.

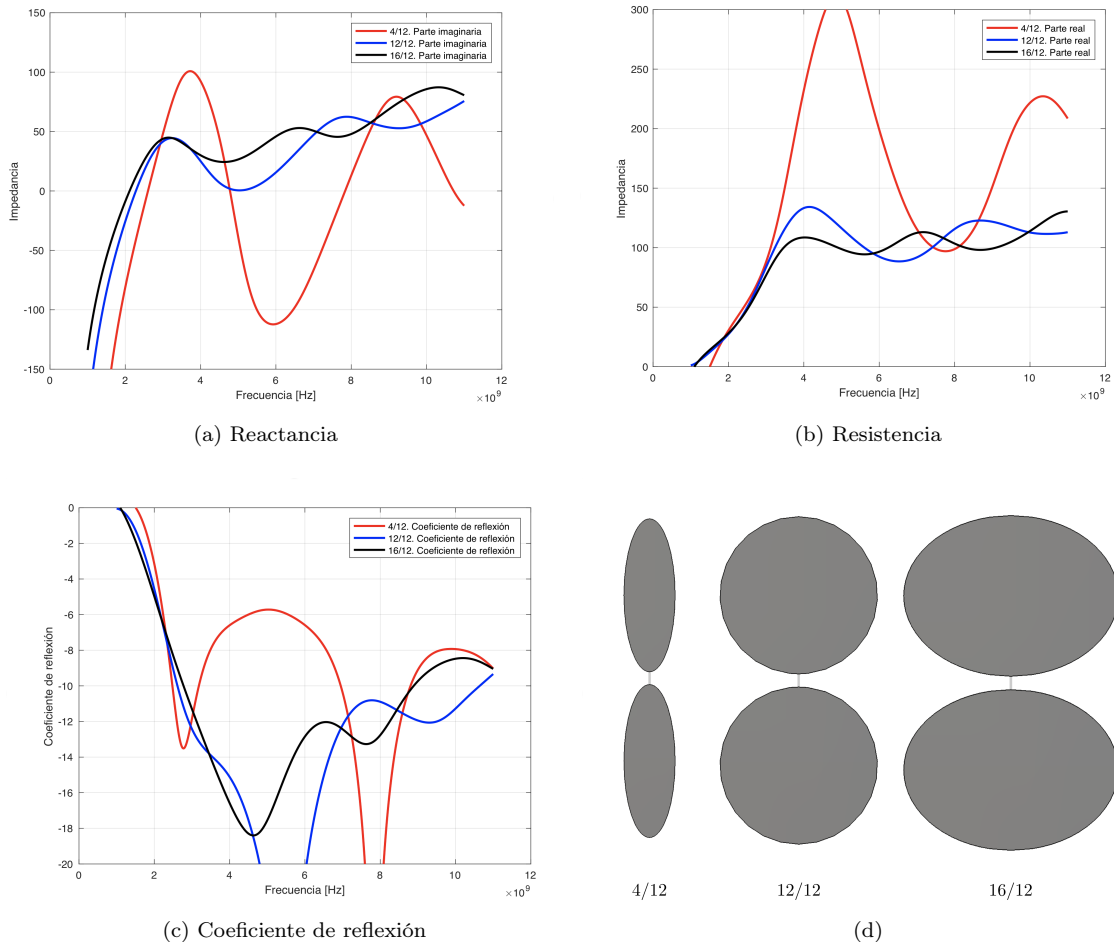


Figura 16: Dipolos elípticos

El objetivo de conseguir una respuesta estable en impedancia es la adaptación. Un aspecto crítico en el diseño de antenas es la adaptación de ésta al puerto de alimentación para evitar pérdidas de retorno.

Resulta evidente, por tanto, que para que una antena adaptada mantenga ese estado en un gran ancho de banda, la antena deberá ser capaz de tener un balance de energía eléctrica y magnética que no produzca oscilaciones bruscas en impedancia. Una buena antena de banda ancha mantendrá una respuesta en impedancia (tanto real como imaginaria) estable en la banda deseada. Normalmente, las antenas trabajan en las proximidades de una resonancia, pues prevalece un modo sobre los demás. Las antiresonancias suelen determinar el fin del rango de frecuencias de operación, porque o bien introducen pérdidas de retorno o marcan el inicio del siguiente modo de radiación (el cual suele ser indeseable). Las pérdidas de retorno (Return Loss) vienen dadas por la ecuación:

$$RL(dB) = -20 \log_{10} |S_{11}| \quad (14)$$

donde S_{11} representa el coeficiente de reflexión de la antena (Fig. 16c), obtenido tras el análisis de parámetros S de la antena. Para una antena idealmente adaptada, el coeficiente de reflexión será cero y las pérdidas de retorno ∞ .

Para diseñar antenas de banda ancha hay que prestar atención a aquellos factores que influyen en el correcto funcionamiento de esta. El ancho de banda útil será aquel en el que el comportamiento de la antena en impedancia, diagrama de radiación o directividad (entre otros parámetros) sea el deseado. En este documento ese ancho de banda va a recibir la notación de BW_{eff} y va a venir definido por:

$$BW_{eff} = BW_{match} \cap BW_{stability} \quad (15)$$

siendo BW_{match} el rango de frecuencias el el que RL es mayor que un umbral (generalmente $10dB$) y $BW_{stability}$ el ancho de banda en el cual el diagrama de radiación mantiene un factor de forma estable dentro de lo deseado.

Generalmente, los diseños de antenas se basan prácticamente en optimizar el ancho de banda de adaptación, dejando de lado conceptos como la estabilidad de diagrama. Tener en cuenta desde un principio la necesidad de optimizar BW_{eff} permitirá ofrecer mejores resultados finales. No obstante, se ha visto como el diagrama y la adaptación dependen de multitud de factores de forma, excitación y comportamiento modal, por lo que la optimización de BW_{eff} no constituye una tarea sencilla ni fácilmente manejable.

4. Diseño de una antena de banda ancha

En las secciones anteriores se ha justificado la utilización de diversas geometrías para la obtención de antenas de banda ancha, así como el uso de los modos característicos para obtener mayor información a la hora de potenciar la estabilidad del diseño, tanto en impedancia como en diagrama de radiación.

El objetivo principal en el diseño de esta antena es maximizar BW_{eff} . Junto a esta meta, se establece como requisito obtener un diagrama broadside (con el máximo de radiación perpendicular al plano en el que se sitúa la antena) y unidireccional. Esta antena debe ser capaz de formar parte de un array de antenas, además de proporcionar suficiente diversidad, para aportar valor a un sistema MIMO.

El diseño que se ha realizado parte del hecho de que las figuras elípticas proporcionan $BW_{stability}$ (Fig. 9)(Tabla 2) y BW_{match} (Fig. 16c) superior al resto de geometrías simples analizadas. Puesto que este tipo de dipolos han sido ampliamente estudiados y optimizados, se ha elegido una estructura en la que 4 círculos, dispuestos en formato 2x2 (Fig. 17), forman una antena. Nótese que la elección del círculo frente a otra figura elíptica para la estructura 2x2 es por cuestión de simetría y estabilidad en impedancia (Fig. 16).

El primer paso para entender el comportamiento de esta estructura como antena es el análisis de sus modos característicos. Se ha realizado un análisis exhaustivo de los modos presentes en la estructura teniendo en cuenta el diagrama que se desea obtener, y teniendo siempre presente las posibilidades de esta estructura en términos de alimentación. Al ser derivado de un dipolo, esta estructura tendrá cuatro posibles puntos de excitación (los puntos de tangencia entre círculos). Fig. 17 muestra los modos que se han considerado de interés, utilizando una notación j_i que indica el índice del modo obtenido en el simulador y no del modo apropiadamente ordenado (J_n). Se puede observar cómo todos los modos elegidos poseen un máximo en alguno de los 4 posibles puertos y diagrama broadside.

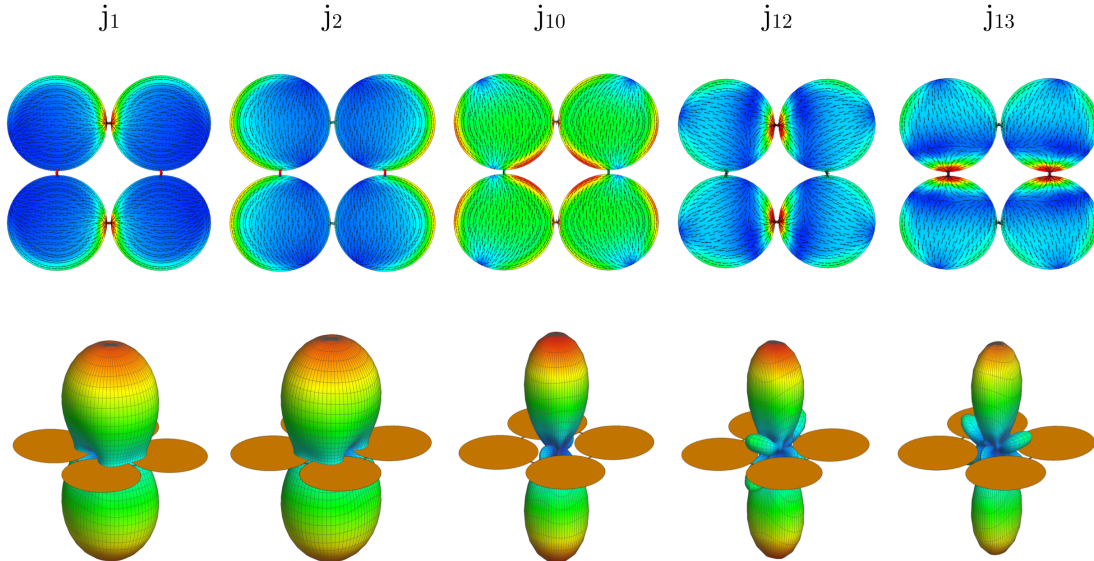
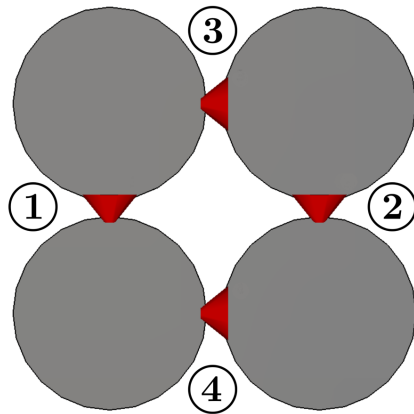


Figura 17: Selección de modos característicos de interés de la estructura 2x2

Ahora bien, sin considerar una alimentación concreta es difícil saber los modos que se van a excitar realmente. Tras multitud de intentos en los que se ha probado distintos tipos de excitación para la antena, combinando diferentes amplitudes y fases para cada uno de los puertos, Fig. 18 muestra la numeración de los puertos y los valores de alimentación que se han escogido. Cabe añadir que muchas de las excitaciones probadas han resultado ser muy similares y se han omitido por equivalencia a las escogidas.



EXCITACIÓN	A	B	C	D
Puerto 1	1_0°	0	1_0°	1_0°
Puerto 2	1_0°	0	1_0°	1_0°
Puerto 3	0	1_0°	1_{90°	1_{-90°
Puerto 4	0	1_0°	1_{90°	1_{-90°

Figura 18: Excitaciones escogidas para la estructura 2x2

La selección de la configuración de alimentación debe excitar apropiadamente alguno de los modos seleccionados, y evitar que otros modos no deseados aparezcan. Fig. 19a muestra la capacidad de configuración A (Fig. 18) de excitar únicamente los modos j_2 y j_{10} hasta que a frecuencias superiores aparece un modo de orden superior j_{14} , cuyo diagrama no interesa y determina el final de la banda útil. La excitación C, al no tener ningún puerto cortocircuitado, es capaz de excitar más modos (Fig. 19b).

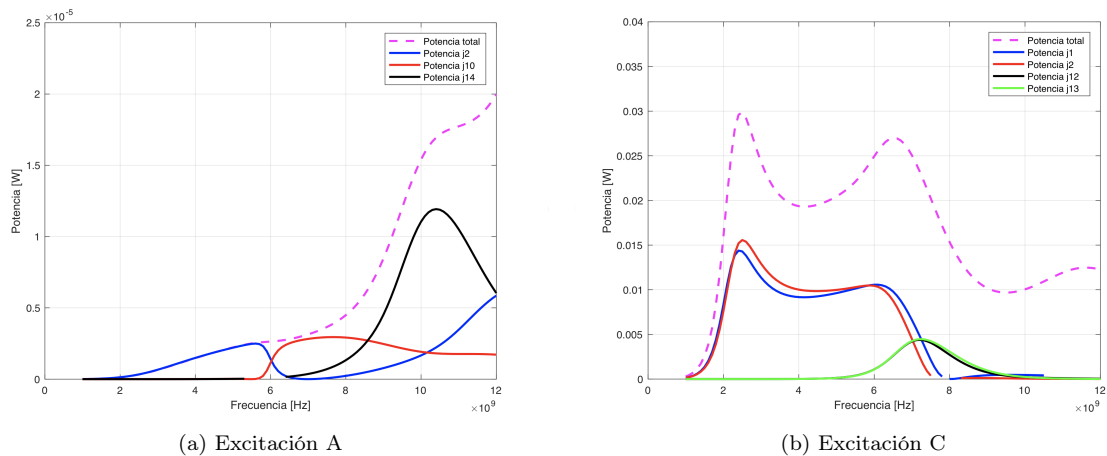


Figura 19: Representación del reparto de potencia de todos los modos que se excitan para diversas excitaciones

4.1. Construcción de antena 2x2

Una vez entendido el comportamiento modal de la antena 2x2, se han realizado diversas pruebas para diseñar una antena capaz de tener esta respuesta en la realidad. A la vista de los requisitos de la antena, conseguir excitar correctamente los modos seleccionados en Fig. 17 proporcionará un diagrama broadside. La manera que se ha elegido para obtener un diagrama unidireccional es la colocación de un plano metálico – o plano de masa – a cierta distancia de la antena para reflejar las ondas dirigidas hacia una dirección.

Siguiendo con los aspectos estructurales de la antena diseñada, y tras realizar varias pruebas para comprobar cual era la mejor opción, se han añadido 4 postes metálicos que cortocircuitan las placas circulares con el plano de masa. Este cortocircuito no solo añade caminos adicionales a la corriente, sino que genera nuevos modos característicos. La adición de los postes viene justificada por la necesidad de pensar en una posterior alimentación real, en la que los cables coaxiales de alimentación tendrán que poder acceder a los puertos de excitación ideales (Fig. 18).

En Fig. 20 se puede ver el diseño final de la estructura 2x2 capaz de mantener un diagrama broadside unidireccional al mismo tiempo que maximiza BW_{eff} ; cumpliendo los objetivos que se buscaban. Este diseño – al que este documento se va a referir como diseño ideal – tiene puertos de alimentación discretos e ideales, pues estos permiten simular con mayor flexibilidad y menor coste computacional.

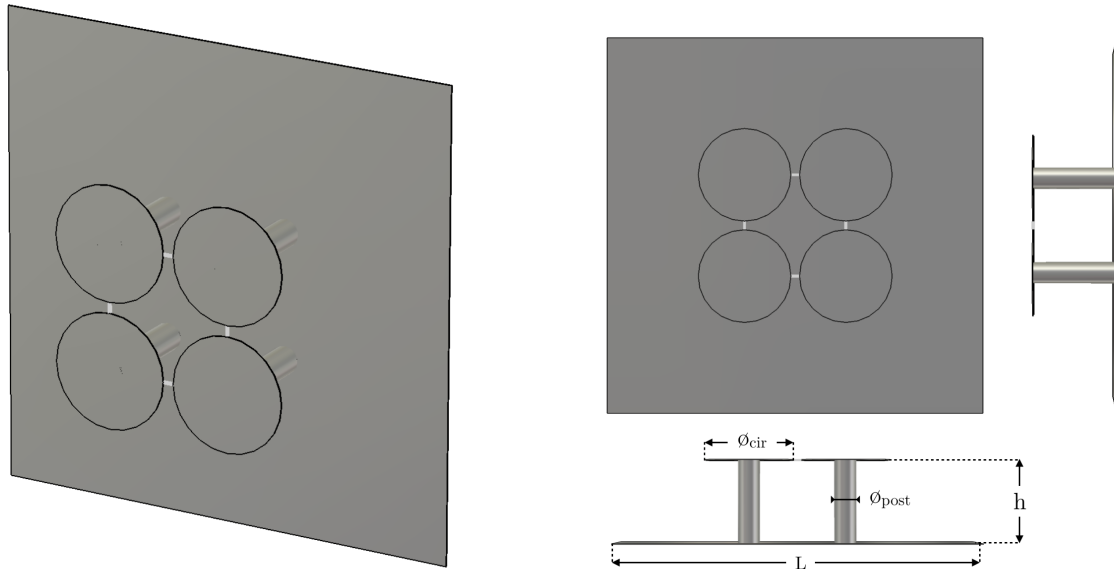


Figura 20: Diseño ideal de la antena 2x2

donde $\phi_{cir} = 24mm$, $\phi_{post} = 5.2mm$, $h = 20.2mm$ y $L = 50mm$, con un gap entre placas circulares de $1mm$.

4.2. Características de la antena 2x2 ideal

4.2.1. Respuesta en impedancia

En secciones anteriores de este documento se ha comentado la importancia de mantener cierta estabilidad en la respuesta de impedancia en una antena, siendo necesario en este aspecto un intercambio de energía magnética y eléctrica en todas las zonas de la antena. Fig. 15 mostraba la estabilidad que el dipolo circular (2x1) obtenía compensando la energía eléctrica de las corrientes del contorno con la energía magnética de la zona cercana punto de alimentación. Continuando con este principio, en Fig. 21 se observa la respuesta en impedancia de la estructura 2x2.

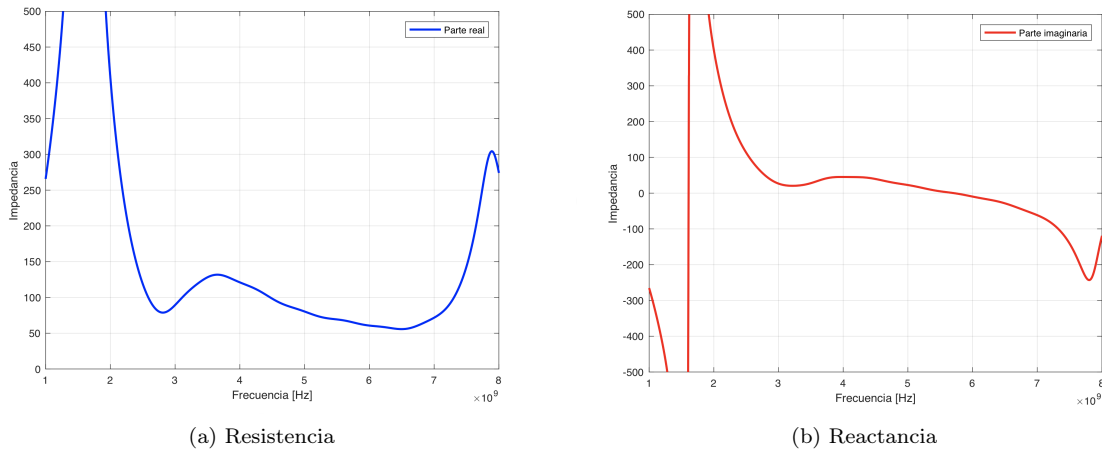


Figura 21: Respuesta en impedancia de la antena 2x2 ideal

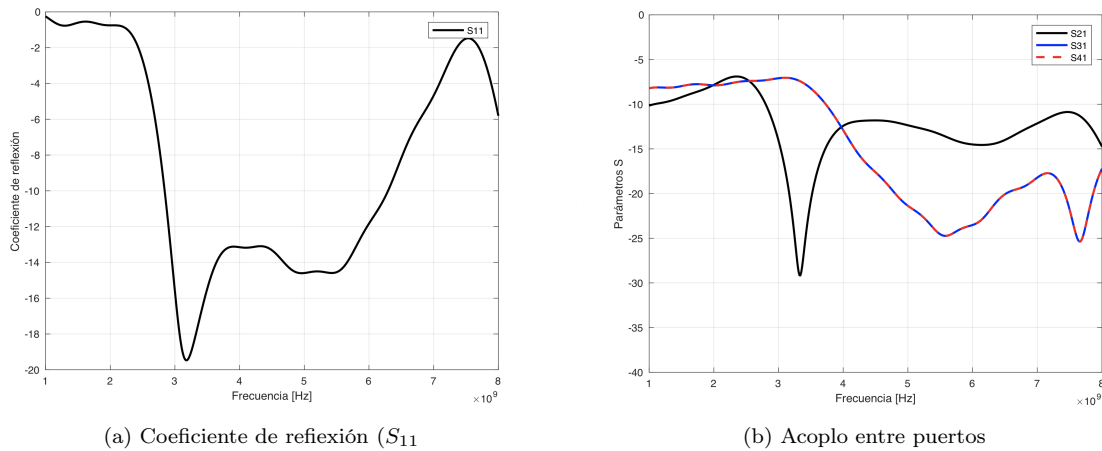


Figura 22: Parámetros S de la antena 2x2 ideal

Se puede observar como existe un extenso rango de frecuencias en las que la respuesta, tanto resistiva como reactiva, se mantiene estable. La parte reactiva de la impedancia se mantiene en un estado prácticamente resonante que produce que la parte real mantenga valores manejables, cercanos a 100 Ω.

La banda de interés viene delimitada a frecuencias bajas por una antiresonancia a 1.6 GHz, mientras que a frecuencias altas (entorno a 7GHz) se comienza a alejar de la respuesta ideal. La frecuencia central es cercana a 4 GHz. A esta frecuencia, la longitud de onda es exactamente igual al perímetro del círculo, o lo que es lo mismo, la longitud de onda es igual al contorno lateral de la composición 2x2 de placas circulares.

Esta estabilidad en impedancia se refleja positivamente en las pérdidas de retorno (14), que ofrecen buenos resultados en la zona con buena impedancia. Así, Fig. 22a refleja la curva de respuesta del parámetro S_{11} tomando 100Ω como impedancia de referencia.

Normalmente, y tal y como se ha contemplado en el diseño de esta antena, un buen umbral para considerar las pérdidas de retorno como aceptables es 10dB. Por tanto, a la vista de Fig. 22a, es posible calcular el ancho de banda⁴ de adaptación de la antena, siendo el rango de frecuencias en el que $S_{11} < -10dB$.

$$BW_{match} = [2.84 , 6.29] = 3.45 \text{ GHz} = 75.57 \% \quad (16)$$

Este amplio ancho de banda refleja una alta estabilidad en impedancia de la antena en un punto resonante. El estudio de corrientes hace evidente la compensación de energías eléctrica y magnética que, en las frecuencias adaptadas, tienen magnitudes similares y permiten alcanzar un grado de estabilidad reactiva muy eficiente.

Por otra parte, además del parámetro S_{11} se han calculado el resto de parámetros S de la antena (Fig. 22b). Como la antena tiene 4 puertos, la matriz de parámetros S asciende a 16 componentes (matriz de 4x4). No obstante, la geometría tiene diversos ejes de simetría, lo cual produce que muchos parámetros de dispersión sean equivalentes. De esta manera, se han tenido en cuenta únicamente los parámetros en referencia al puerto 1 (S_{j1}).

En Fig. 22b se pueden visualizar los parámetros de dispersión S_{21} , S_{31} y S_{41} de la antena. Se puede visualizar como a pesar de haber omitido la mayoría de los parámetros de la matriz de dispersión, S_{31} y S_{41} también son equivalentes por cuestiones (nuevamente) de simetría. El sentido práctico que se le puede extraer a esta gráfica tiene relación con el aislamiento que existe entre los puertos de la antena. De esta manera, es posible obtener información sobre cuán acoplados se encuentran los puertos. Teniendo en cuenta el ancho de banda de adaptación con el que contamos (16) y la localización de los puertos (Fig. 18), se puede ver como los puertos 3 y 4, los más cercanos al puerto 1, presentan valores demasiado altos de acoplo al principio de esta banda, mientras que el puerto 2 presenta valores de aislamiento superiores a 10dB para todo BW_{match} . La cantidad de desacoplo entre puertos que se necesita depende de la aplicación de la antena y de lo crítico que sea obtener un buen aislamiento para validar la antena final. Tomando 10dB como un aislamiento entre puertos suficiente (aunque debería ser mejor) podrían considerarse los puertos como desacoplados a partir de 4 GHz.

El acoplo entre puertos de un mismo sistema suele ser relevante cuando los flujos de información de cada puerto son diferentes, pues aparecen interferencias indeseables si el aislamiento entre puertos no es bueno.

⁴Al calcular el ancho de banda es común calcular el ancho de banda relativo conjuntamente. De esta manera, se obtiene un ancho de banda independiente del orden de magnitud de las frecuencias, que representa un porcentaje de la frecuencia central.

$$BW' = 2 \cdot \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{max} + f_{min}} \cdot 100 = 2 \cdot \frac{BW}{f_{max} + f_{min}} \cdot 100 [\%]$$

4.2.2. Características de radiación

Antes de hablar de las propiedades de radiación de la antena, conviene indicar que la selección de las excitaciones (Fig. 18) va a jugar un papel muy importante en los diagramas de radiación. Estas configuraciones, además de contribuir a excitar los modos que se deseaban (Fig. 17), corresponden con cuatro tipos de polarizaciones distintas. Resulta sencillo deducir que la excitación del puerto 1 y 2 (excitación A) es similar a excitar dos dipolos circulares (y más sabiendo que los puertos están suficientemente desacoplados); lo cual corresponde con una polarización lineal vertical (VLP). De manera análoga, la excitación B producirá una polarización lineal horizontal (HLP). Sabiendo, además, que la polarización circular se puede descomponer en dos polarizaciones lineales (horizontal y vertical) desfasadas 90° , es fácil deducir que la excitación C y D producirán polarizaciones circulares a izquierdas (LHCP) y a derechas (RHCP), respectivamente.

El análisis de las propiedades de radiación de la antena 2x2 vendrá dividida en dos tipos: lineal y circular; ya que, por cuestiones de simetría, producen diagramas equivalentes. Fig. 23 se puede observar los diagramas de radiación de los dos tipos de polarización en la banda de interés. Los diagramas, tal y como marcaba el objetivo, son broadside y unidireccionales, pues presentan el máximo de radiación en $\theta = 0$ y $\phi = 0$ (coordenadas esféricas).

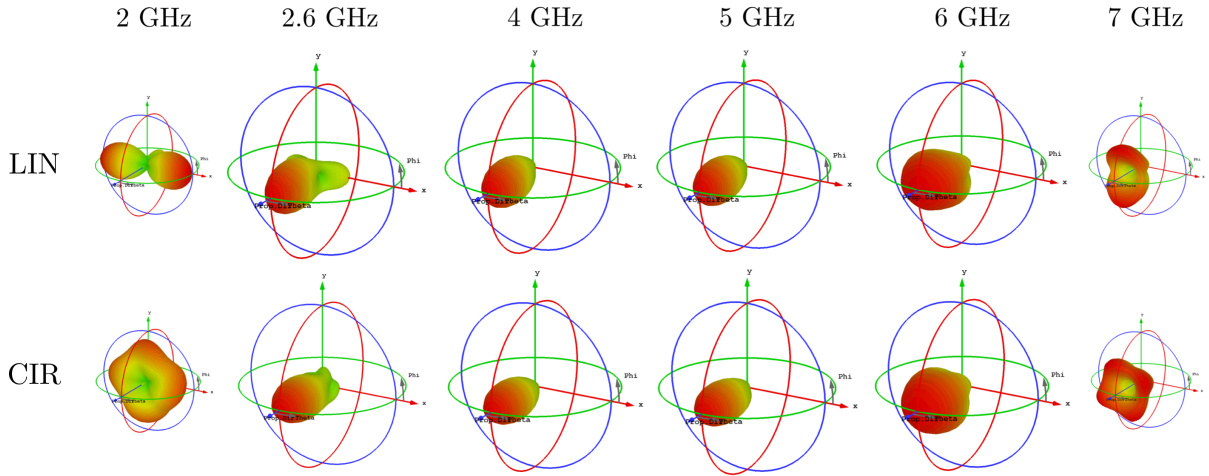


Figura 23: Diagrama de radiación de la antena 2x2 ideal

Como no existe un estándar para determinar ancho de banda de estabilidad de diagrama, se han tomado distintas características del diagrama para considerarlo estable dentro del deseado. Considerando el diagrama a $f = 4GHz$ como el diagrama de referencia (al ser aproximadamente la frecuencia central), se ha analizado la radiación en distintas frecuencias buscando diagramas con ancho de haz, dirección del lóbulo principal y nivel de lóbulo secundario (Sidelobe Level) similares al de referencia, pues el parámetro de estabilidad ρ no existe como opción en los simuladores. De esta forma, ha sido posible calcular un ancho de banda de estabilidad de diagrama:

$$BW_{stability} = [2.6 , 6] = 3.4 GHz = 79\% \quad (17)$$

4.2.3. Excitación de un puerto

Hasta ahora se han señalado las bondades de la antenna refiriéndose a la excitación de varios puertos siguiendo las configuraciones de alimentación indicadas en Fig. 18. No obstante, es importante destacar las características de radiación de esta antenna cuando un solo puerto esta siendo excitado.

Excitando un solo puerto, la antenna es capaz de generar un lóbulo inclinado 36° (de media) con respecto a la dirección broadside, tal y como muestra Fig. 24. El ancho de banda en el que este lóbulo se mantiene estable es reducido 1.5GHz, pero puede resultar de utilidad. Este lóbulo inclinado es especialmente interesante porque añade un modo de transmisión a los ya conocidos y con una dirección distinta a la perpendicular. Además, teniendo en cuenta la simetría de la antenna, será posible obtener 4 tipos de lóbulos inclinados 36° con la misma antenna, además de los 4 tipos de lóbulos broadside multipolarización que ya se han analizado.

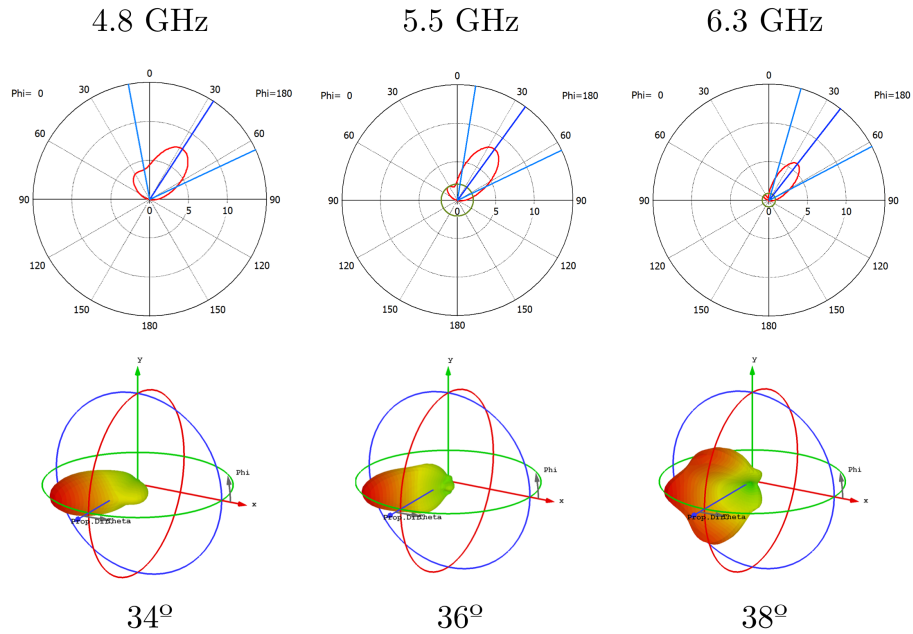


Figura 24: Diagrama de radiación de la antenna 2x2 excitada en el puerto 1

4.2.4. Ancho de banda efectivo

El diseño de esta antenna ha sido optimizado con un algoritmo evolutivo (CMA-Evolution Strategy) con el único objetivo de maximizar BW_{eff} relativo. Existen, por supuesto, multitud de soluciones que proporcionan menor BW_{match} o $BW_{stability}$, pero mejoran un ancho de banda en detrimento del otro, empeorando BW_{eff} .

Con el fin de mostrar los resultados de la antenna en un ancho de banda en el que todos los aspectos de la antenna se comporten correctamente, se ha calculado el ancho de banda efectivo (15) de la antenna.

$$BW_{eff} = BW_{match} \cap BW_{stability} = [2.84, 6.29] \cap [2.6, 6] = [2.84, 6] = 3.16 \text{ GHz} = 71.5\% \quad (18)$$

En vistas de este ancho de banda útil, en Fig. 25 se muestran algunos de los parámetros de utilidad para demostrar la validez de esta antena. Entre estos, destaca una directividad (Fig. 25a) siempre superior a 6dBi, con una media de 8.7dBi. El ancho de haz a -3dB (Fig. 25c) se mantiene en una media de 62° , aunque empeora en la parte superior de la banda. Fig. 25b, muestra que la relación del lóbulo principal a secundario se mantiene menor que -10dB en toda la banda.

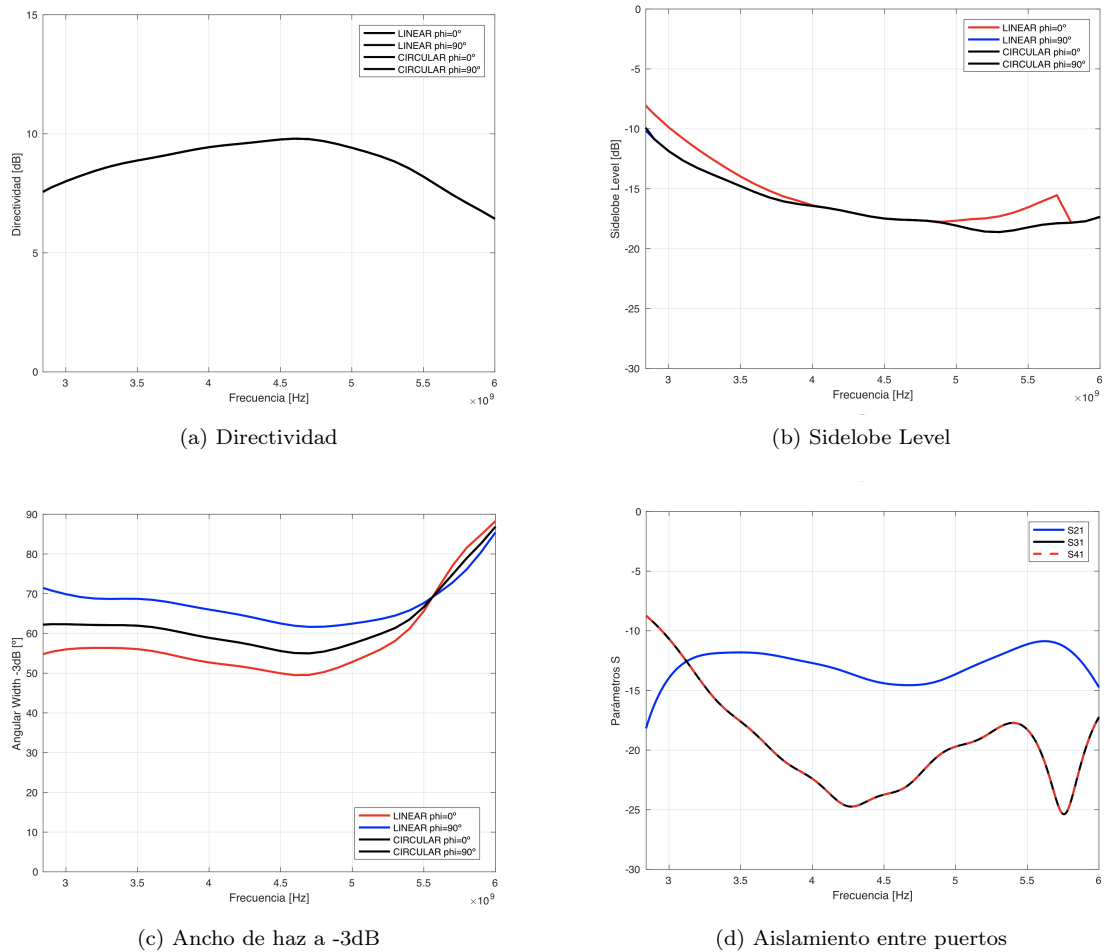


Figura 25: Características de la antena 2x2 en el ancho de banda efectivo

Finalmente, se han realizado diversas comprobaciones para garantizar que las configuraciones de excitación tienen las polarizaciones que se afirmaban. A cualquier frecuencia es posible representar la relación entre el campo que produce la antena en una polarización con respecto a otra (entre lineal horizontal y vertical, o entre circular a izquierdas y a derechas). La representación de estas comparaciones ha dado diferencias de hasta 60 dB, demostrando que la polarización elegida se cumple correctamente. Con lo referente a las polarizaciones circulares, es necesario también comprobar el ratio axial, el cual ha probado ser 1 (correspondiente a polarización circular) en la dirección broadside, aunque conforme se modifica la dirección la polarización se va convirtiendo en elíptica progresivamente.

4.3. Implementación de un sistema de alimentación real

El diseño de antenas siempre tiene como objetivo final la construcción y validación de un prototipo. De cara a una futura implementación de la antena diseñada, se ha realizado un diseño capaz de ser alimentado de manera realista. Los puertos de la antena 2x2 ideal estaban formados un hilo sin grosor ni pérdidas, al cual se le aplicaba un voltaje con una impedancia de referencia a convenir. Esta vez, es necesario proporcionar esa misma excitación a los mismos puntos para que el comportamiento de la antena no se vea alterado.

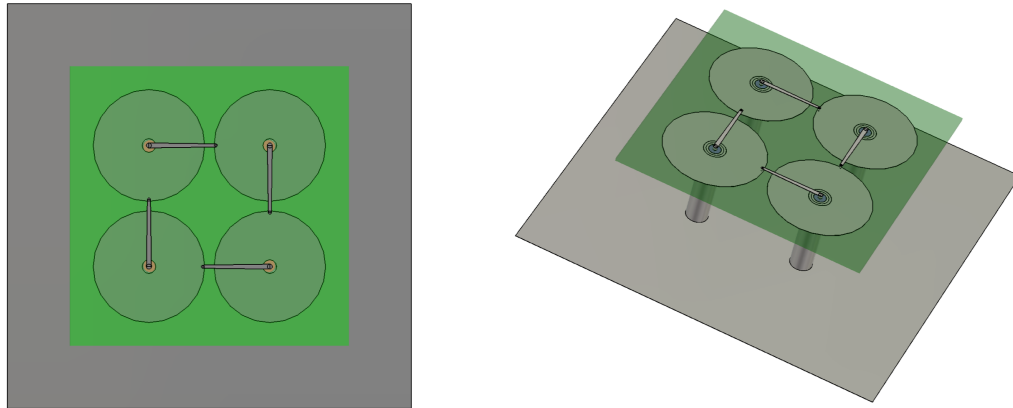
Para alimentar una antena se han utilizado, como es habitual, cuatro cables coaxiales (Fig. 26c). Los cables coaxiales, aunque hay cierta diversidad, proporcionan generalmente una impedancia característica de 50Ω , por lo que es normal que las antenas se diseñen para estar adaptadas a esta impedancia.

Para simular el cable coaxial se ha utilizado como referencia un cable del tipo RG58 [47]. La elección de este cable en concreto es su pequeño diámetro, $\phi_{outer} = 4.95mm$, pues los análisis paramétricos al analizar la estructura indicaban que ϕ_{post} debía ser lo más pequeño posible para garantizar un buen ancho de banda. Este cable tiene un conductor interior de diámetro $\phi_{inner} = 0.9mm$ y un aislamiento de polietileno de $\phi_{iso} = 2.95mm$ y constante dieléctrica de $\epsilon_r = 2.25$. El simulador calcula automáticamente la impedancia característica del puerto, siendo ésta $Z_c = 50.35\Omega$.

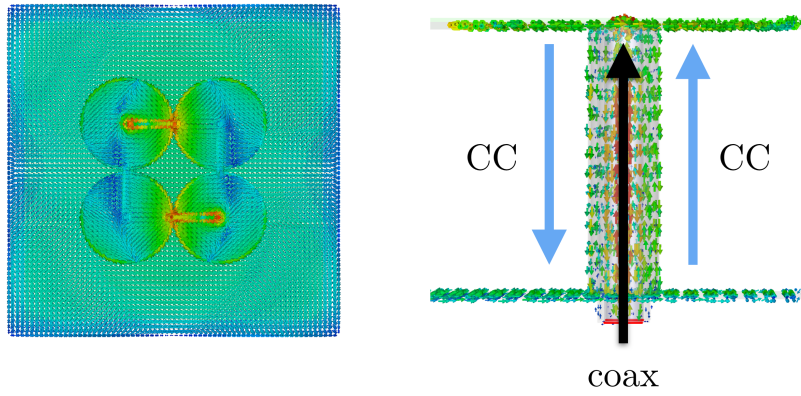
El hecho de que la antena 2x2 ideal haya obtenido un buen ancho de banda de adaptación al referenciarse a 100Ω y que el cable coaxial que se haya diseñado tenga una impedancia característica (nominal) de 50Ω quiere decir que es necesaria una transición que permita pasar de una impedancia a otra sin demasiadas pérdidas. La forma de realizar esto que se ha escogido es mediante microstrip, donde la línea de transmisión deberá pasar de un ancho a otro para poder efectuar la transición de impedancia (Fig. 26d).

Aprovechando que se utiliza microstrip, se ha implementado la parte metálica de las placas circulares en el mismo sustrato. Así, se ha elegido un sustrato Rogers RO4003C bicapa [48], que consiste en un dieléctrico de grosor $t_{die} = 0.813mm$ y constante dieléctrica $\epsilon_r = 3.38$, situado entre dos capas de $t_{cu} = 35\mu m$ de cobre.

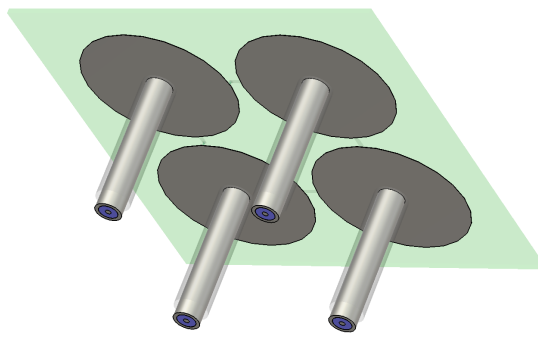
Utilizando estos nuevos materiales se ha podido diseñar el sistema de alimentación sobre la antena 2x2 (Fig. 26a). En el sustrato se han colocado las placas circulares en una de las capas de cobre, mientras que la otra capa se ha utilizado para las transiciones de impedancia en microstrip. Los cables coaxiales suben por el interior de los postes (Fig. 26c). Una vez en la parte superior, el conductor exterior del coaxial se conecta a la placa circular por la que sube, mientras que el conductor interior atraviesa con una vía el dieléctrico del sustrato para conectarse con la línea microstrip (Fig. 26d). Esta línea microstrip, que parte con un ancho acorde con los 50Ω del coaxial ($W = 1.055mm$) se estrecha hasta obtener una impedancia de 100Ω ($W = 0.655mm$), para finalmente conectarse a otra placa circular en el punto donde originalmente se había situado el puerto ideal. La representación de corrientes (Fig. 26b) permite comprobar que la alimentación llega al punto deseado (excitación B).



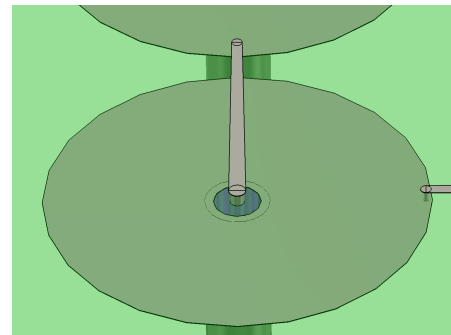
(a) Estructura con alimentación real



(b) Corrientes de la estructura



(c) Detalle de coaxial



(d) Detalle del sistema de líneas microstrip

Figura 26: Sistema de alimentación de la antena 2x2 real

4.4. Características de la antena 2x2 real

Al añadir el sistema de alimentación a la antena conviene comprobar que las características, tanto de impedancia como de radiación, siguen funcionando correctamente. Tras realizar las comprobaciones pertinentes las propiedades de radiación no se han visto modificadas, debido a que las partes de la antena que radiaban como se deseaba ya estaban presentes en el diseño ideal. En cambio, en impedancia, la antena ha sufrido ligeros cambios que conviene destacar.

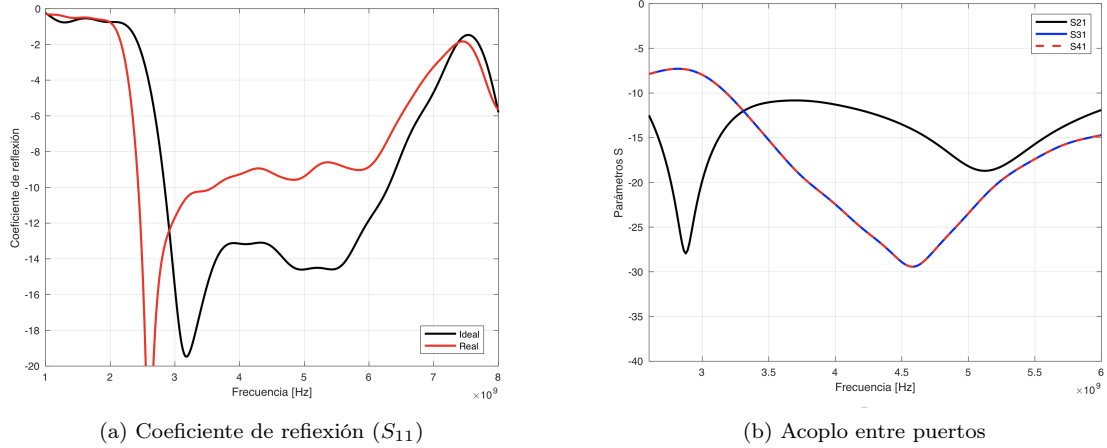


Figura 27: Parámetros S de la antena 2x2 ideal

Se puede comprobar en Fig. 27a que el coeficiente de reflexión ha empeorado notablemente. No obstante, teniendo en cuenta que la respuesta ideal se situaba en valores lejanos del umbral, la respuesta sigue siendo aceptable. Esta vez, un umbral de 10dB no es válido, pero estableciendo un umbral de 8dB de pérdidas de retorno es posible calcular un nuevo BW'_{match} .

$$BW'_{match} = [2.4 , 6.2] = 3.8 \text{ GHz} = 88.4 \% \quad (19)$$

Este nuevo ancho de banda de adaptación convierte al ancho de banda útil en:

$$BW'_{eff} = BW_{match} \cap BW_{stability} = [2.6 , 6] = 3.4 \text{ GHz} = 79 \% \quad (20)$$

Este ancho de banda ha probado ser competente comparado con el resto de antenas de banda ancha encontradas en la literatura [30][45][46][49][50][51]; los cuales, cabe señalar, son en gran parte monopolos.

4.5. Aplicaciones

Las propiedades de esta antena han resultado ser interesantes en muchos sentidos. La capacidad de obtener una antena que proporcione un ancho de banda suficiente para poder considerarse UWB ofrece ciertas oportunidades de aplicación.

El término UWB se aplica a cualquier tecnología cuyo ancho de banda es superior a 500 MHz o con un ancho de banda relativo del 25 % en adelante. El estándar ECMA-368 [52] establece las frecuencias para uso UWB entre 3.1 GHz y 10.6 GHz. No obstante, a pesar de las frecuencias que se hayan determinado y los usos estandarizados para UWB, el diseño de antenas de banda ancha ofrece numerosos beneficios. El hecho de poder implementar una antena que opere en tan amplio espectro permite transmitir mayor cantidad de información en menos tiempo. Además, dada la diversidad de tecnologías y las bandas de frecuencia en las que estas operan, la posibilidad de tener una antena capaz de transmitir y recibir información en varias de estas tecnologías puede resultar de utilidad para aquellos dispositivos en los que existen limitaciones de tamaño o forma.

El ancho de banda efectivo que se ha obtenido al final del proceso de diseño, 79 %, se sitúa lejos del mínimo para que la antena diseñada sea considerada UWB. Este ancho de banda en forma de porcentaje se utiliza para dejar claro que esta estructura puede ofrecer ese mismo ancho de banda relativo para la frecuencia central que se desee (con limitaciones), siempre y cuando se realice un escalado proporcional de la estructura.

Por otra parte, se ha visto como esta antena es capaz de proporcionar 4 diagramas broadside (con el mismo ancho de banda de estabilidad) con cuatro polarizaciones diferentes en función de la configuración de alimentación elegida. Esto resulta de especial interés, pues con una misma antena es posible reconfigurar la polarización en la que se transmite o recibe, siendo posible comunicarse con cualquier sistema de comunicación existente con mínimos desacoplos de polarización.

Cuando la antena es excitada desde un solo puerto, proporciona un diagrama cuyo lóbulo está inclinado 36° , lo cual permite obtener cuatro diagramas diferentes cuando se excita desde cada uno de los puertos. Además, como los puertos opuestos de la antena poseen buenas propiedades de aislamiento entre ellos, sería posible transmitir al mismo tiempo desde dos puertos a la vez con poca interferencia entre ellos.

Considerando esta antena 2x2 como una celda unidad, es posible replicar esta celda tantas veces como se desee para formar un array. Es decir, en vez de realizar un array colocando varias antenas del mismo tipo, como es habitual, se podrán colocar tantas placas circulares como se deseen sobre un mismo plano de masa, reduciendo así costes de producción y complejidad del diseño. Este array podrá formar parte de un sistema MIMO Full Dimension para poder obtener ganancias en transmisión.

Al formar parte de un sistema MIMO, la antena tendrá la capacidad de conformar haces hacia los usuarios con un sistema de alimentación adecuado. Además, recordando la importancia que en MIMO tenía la diversidad de vías de transmisión, la posibilidad de esta antena de transmitir en diversas polarizaciones ortogonales entre ellas – o lo que es lo mismo en este caso, diversos modos característicos – añade un método de diversidad añadido al espacial que mejorará la calidad del enlace.

5. Conclusiones

La quinta generación de comunicaciones inalámbricas está promoviendo el desarrollo de tecnologías innovadoras para soportar la gran demanda de tráfico que se espera a partir de 2021. Internet of Things y el aumento de la penetración de dispositivos móviles inteligentes supondrán un aumento de tráfico de datos siete veces superior al actual, lo cual sugiere replantear todas las tecnologías que compondrán la siguiente generación de comunicaciones móviles.

5G ofrecerá tasas de datos sin precedentes y conectividad omnipresente para cantidades inmensas de dispositivos. Para cumplir ese objetivo, uno de los principales problemas que se contemplan es la escasez de espectro de radiofrecuencia para sustentar esta ambicioso reto. Para ello, la comunidad científica parece coincidir en la migración a frecuencias en la banda milimétrica, la cual no se encuentra regulada por diversos problemas de atenuación atmosférica y de propagación.

El uso de tecnologías en esta banda permite, en primer lugar, disponer de un gran ancho de banda en el que operar. Además, puesto que las antenas tienen un tamaño relacionado con la longitud de onda y ésta se vería reducida, existen nuevas oportunidades para el diseño de antenas para mejorar la calidad de las comunicaciones en un canal que, dados los problemas de atenuación que esta banda supone, resulta hostil para cumplir las expectativas de esta nueva generación.

Junto al uso de la banda mmWave, la tecnología que mayor atención está recibiendo para mejorar la eficiencia espectral de las comunicaciones es Massive MIMO, consistente en el despliegue de multitud de antenas en transmisor y receptor para obtener ganancias en la comunicación. MIMO basa su mejora de la comunicación en la obtención de diversidad de enlaces, que suele ser espacial.

Por otra parte, también se ha popularizado el diseño de antenas de banda ancha para diversas aplicaciones. La capacidad de proporcionar mayores tasas de datos con una misma antena y la posibilidad de ésta de operar en varias bandas más estrechas a la vez intensifica el interés hacia este tipo de antenas.

El objetivo principal de este documento es describir el proceso de diseño y características finales de una antena de banda ancha para comunicaciones inalámbricas. Con el fin de entender los procesos físicos que ocurren en la antena diseñada, así como las razones de su comportamiento, se ha utilizado la Teoría de Modos Característicos en todas las fases del diseño de la antena.

La Teoría de Modos Característicos ha suscitado un creciente interés en los últimos años. Desarrollada por Roger F. Harrington y Joseph R. Mautz, y recientemente popularizada por [38], [39] y [40], TCM permite obtener una solución modal de las corrientes y campos generados en una antena. Conociendo estas corrientes y campos – denominados modos característicos –, además de ciertos parámetros obtenidos en el cálculo de los mismos, es posible obtener un alto nivel de comprensión de los resultados de la antena. De esta forma, el análisis de los modos característicos de un amplio abanico de geometrías simples ha dado suficiente información para establecer un punto de partida para diseñar la antena deseada.

Sabiendo que las geometrías elípticas (en formato monopolo o dipolo) proporcionan un alto grado de estabilidad en impedancia y en diagrama de radiación, se ha diseñado una antena broadside unidireccional consistente en 4 placas circulares cortocircuitadas a un plano metálico.

Al conocer los modos característicos inherentes a la estructura, se han determinado cuatro tipos de configuraciones de alimentación de la antena. Estas configuraciones coinciden con cuatro tipos de polarizaciones: lineal vertical, lineal horizontal, circular a izquierdas y circular a derechas.

Los resultados del análisis de esta antena muestran que las cuatro configuraciones generan las polarizaciones que se esperaban, al mismo tiempo que excitan modos característicos deseables. Además, para todas ellas, la respuesta goza de un amplio ancho de banda de adaptación y estabilidad de diagrama de radiación, del orden de un 71 %.

Posteriormente, la adición de líneas microstrip y cables coaxiales ha permitido analizar un diseño con un sistema de alimentación más realista, que ha mantenido prácticamente intactas las propiedades de radiación e impedancia. A falta de un prototipo real, la antena ha probado cumplir los requisitos de radiación e impedancia que se habían impuesto.

El diseño de esta antena de banda ancha con multipolarización demuestra la utilidad de la Teoría de Modos Característicos de cara a comprender el comportamiento de la antena en el proceso de diseño. La antena propuesta resulta ser compatible con MIMO, no solo en diversidad espacial, sino también en diversidad en polarización, lo cual puede servir para obtener vías adicionales de obtener ganancia en la comunicación. La compatibilidad con MIMO y el gran ancho de banda que la antena ofrece permite considerar los principios en los que su diseño se ha sustentado como posibles candidatos para la implementación de antenas en la quinta generación de comunicaciones móviles.

5.1. Líneas futuras de trabajo

- En este documento se han detallado las características de la estructura 2x2 con cuatro configuraciones de alimentación. La excitación de un solo puerto y el lóbulo inclinado resultante sugieren la necesidad de un estudio más extenso en relación a diferentes configuraciones de alimentación y los resultados que estas pueden producir.

Sería interesante conocer, por ejemplo, si la antena es capaz de transmitir desde los 4 puertos al mismo tiempo con total independencia de los mismos, pues el aislamiento entre puertos y las pruebas realizadas sugieren que así es.

- Sacándole partido a la idea de los lóbulos inclinados, es posible idear nuevas estructuras $m \times n$ que modifiquen el comportamiento de estos lóbulos. Para mejorar la comprensión de los resultados de la antena 2x2, se han analizado (aunque no en profundidad) estructuras 3x1 y 5x1.

El primer beneficio que se observaba al analizar estructuras es la mejora de el ancho de haz a $-3dB$ en el plano esférico en el que se colocaban las placas circulares, debido a un inevitable efecto array. Por otra parte, al distribuir las corrientes en una antena con mayor número de componentes, el aislamiento entre puertos opuestos era considerablemente alto.

Se ha comprobado que la antena 3x1 (Fig. 28) es capaz de proporcionar un diagrama broadside unidireccional cuando los dos puertos son excitados con la misma alimentación. Pero además, si los puertos son excitados de la misma forma y desfasados 90, se obtiene 1 lóbulo inclinado con una gran estabilidad de diagrama (mejor que en 2x2).

Los resultados obtenidos en las diversas pruebas realizadas sugieren que una estructura cuadrada con un buen número de placas circulares puede ofrecer características interesantes. Si los resultados obtenidos se pueden extrapolar a cualquier formato de antena, una estructura 3x3 (Fig. 28) podría generar más de 8 haces con diferentes polarizaciones, independientes entre ellos y con diferente ángulo de apuntamiento; constituyendo una antena multihaz y multipolarización muy versátil.

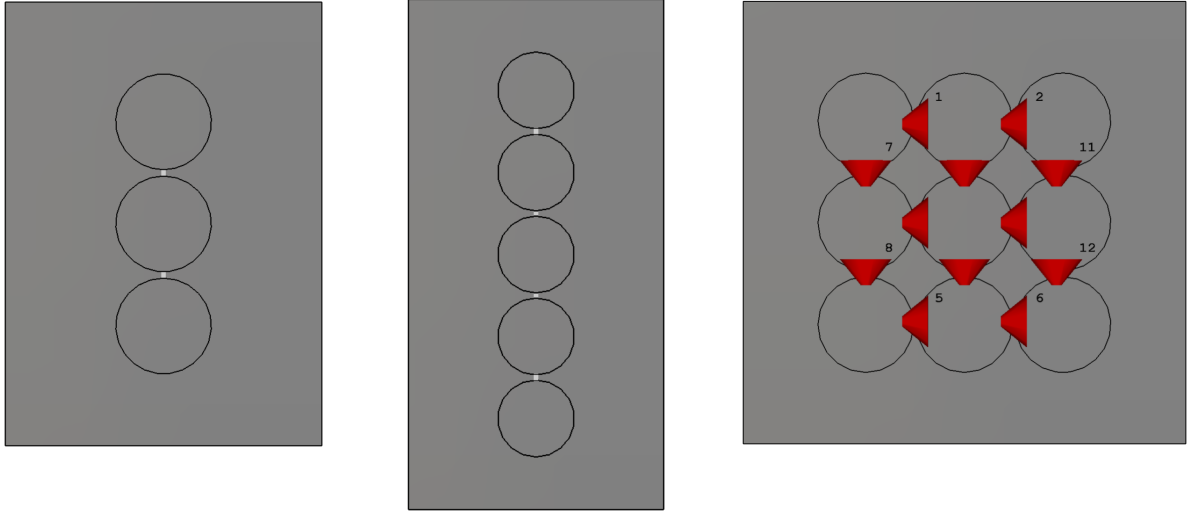


Figura 28: Diferentes diseños sugeridos

- En todos los resultados de ancho de banda que se han proporcionado en este estudio se ha indicado el ancho de banda relativo correspondiente. Este ancho de banda representa un porcentaje de la frecuencia central de operación, con el fin de poder comparar bandas espectrales en distintos ordenes de magnitud.

La estructura ideal 2x2 tiene la posibilidad de poder escalarse para operar en la banda de frecuencias que se desee. Es decir, esta antena podrá operar en banda milimétrica si se optimiza para tal propósito. Evidentemente, la miniaturización de esta antena para poder ser utilizada a esas frecuencias implicará utilizar tecnologías alternativas para poder construir y alimentar la estructura (tecnologías integradas, metalizaciones, sustratos con bajas pérdidas,...)

Tomando como referencia la equivalencia del perímetro de las placas circulares con la longitud de onda correspondiente a la frecuencia central de la banda efectiva de la antena, la Tabla 3 indica los diámetros del círculo necesarios para poder operar en diferentes frecuencias de la banda milimétrica, junto a los anchos de banda que se obtendrían (a través del ancho de banda relativo).

f_c	BW	λ_c	ϕ_{cir}
4 GHz	3.4 GHz	75 mm	24 mm
30 GHz	23.7 GHz	10 mm	3.2 mm
60 GHz	47.4 GHz	5 mm	1.6 mm
100 GHz	79 GHz	3 mm	1 mm

Tabla 3. Escalado del diámetro de las placas circulares para distintas frecuencias centrales en banda milimétrica

6. Bibliografia

- [1] Commission of the European Communities, Staff Working Document, “Exploiting the Employment Potential of ICTs,” Apr. 2012.
- [2] Euro. Mobile Industry Observatory, GSMA, 2016
- [3] Cisco, “Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update: 2016- 2021,” Cisco, 2014.
- [4] Lund, Denise, et al. “Worldwide and regional internet of things (iot) 2014–2020 forecast: A virtuous circle of proven value and demand.” International Data Corporation (IDC), Tech. Rep (2014).
- [5] Nordrum, Amy. “Popular internet of things forecast of 50 billion devices by 2020 is outdated.” IEEE Spectrum 18 (2016).
- [6] IBM Investor Briefing, “Making Markets: Smarter Planet”, IBM. 2012
- [7] Vestberg, H. “CEO to shareholders: 50 billion connections 2020.” (2010).
- [8] Evans, Dave. “The internet of things: How the next evolution of the internet is changing everything.” CISCO white paper 1.2011 (2011): 1-11.
- [9] Wang, Cheng-Xiang, et al. “Cellular architecture and key technologies for 5G wireless communication networks.” IEEE Communications Magazine 52.2 (2014): 122-130.
- [10] Samsung Electronics Co. “5G Vision”. DMC R&D Center. Feb. 2015
- [11] Zhang, Jing, et al. “5G millimeter-wave antenna array: Design and challenges.” IEEE Wireless Communications 24.2 (2017): 106-112.
- [12] Oliveri, Giacomo, et al. “Design of compact printed antennas for 5G base stations.” Antennas and Propagation (EUCAP), 2017 11th European Conference on. IEEE, 2017.
- [13] Hong, Wei, et al. “Multi-Beam Antenna Technologies for 5G Wireless Communications”. Antennas and Propagation. IEEE, 2017
- [14] Andrews, Jeffrey G., et al. “What will 5G be?.” IEEE Journal on selected areas in communications 32.6 (2014): 1065-1082.
- [15] T. Marzetta, “Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas,” IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 9, no. 11, pp. 3590–3600, Sep. 2010.
- [16] Boccardi, Federico, et al. “Five disruptive technology directions for 5G.” IEEE Communications Magazine 52.2 (2014): 74-80.
- [17] Lu, Lu, et al. “An overview of massive MIMO: Benefits and challenges.” IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing 8.5 (2014): 742-758.
- [18] Vook, Frederick W., Amitava Ghosh, and Timothy A. Thomas. “MIMO and beamforming solutions for 5G technology.” Microwave Symposium (IMS), 2014 IEEE MTT-S International. IEEE, 2014.
- [19] Roh, Wonil, et al. “Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5G cellular communications: theoretical feasibility and prototype results.” IEEE Communications Magazine 52.2 (2014): 106-113.

- [20] Heath, Robert W., and Arogyaswami J. Paulraj. "Switching between diversity and multiplexing in MIMO systems." *IEEE Transactions on Communications* 53.6 (2005): 962-968.
- [21] Yuksel, Melda, and Elza Erkip. "Multiple-antenna cooperative wireless systems: A diversity-multiplexing tradeoff perspective." *IEEE Transactions on Information Theory* 53.10 (2007): 3371-3393.
- [22] Zhang, Shuai, et al. "Ultrawideband MIMO/diversity antennas with a tree-like structure to enhance wideband isolation." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 8 (2009): 1279-1282.
- [23] See, Chan Hwang, et al. "Wideband printed MIMO/diversity monopole antenna for WiFi/WiMAX applications." *IEEE transactions on antennas and propagation* 60.4 (2012): 2028-2035.
- [24] Zhang, Shuai, et al. "Ultrawideband MIMO/diversity antennas with a tree-like structure to enhance wideband isolation." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 8 (2009): 1279-1282.
- [25] Müller, Robert, et al. "Ultrawideband 3D mmWave channel sounding for 5G." *General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS), 2014 XXXIth URSI. IEEE*, 2014.
- [26] Doose, Niklas, and Peter Adam Hoehner. "Massive MIMO ultra-wideband communications using multi-mode antennas." *SCC 2015; 10th International ITG Conference on Systems, Communications and Coding; Proceedings of. VDE*, 2015.
- [27] Adebomehin, Akeem A., and Stuart D. Walker. "Enhanced Ultrawideband methods for 5G LOS sufficient positioning and mitigation." *World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks (WoWMoM), 2016 IEEE 17th International Symposium on A. IEEE*, 2016.
- [28] Tran, V. P., and Alain Sibille. "Spatial multiplexing in UWB MIMO communications." *Electronics Letters* 42.16 (2006): 1.
- [29] Parchin, Naser Ojaroudi, Ming Shen, and Gert Fralund Pedersen. "UWB MM-Wave antenna array with quasi omnidirectional beams for 5G handheld devices." *Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB), 2016 IEEE International Conference on. IEEE*, 2016.
- [30] Ali, Mohamed Mamdouh M., and Abdel-Razik Sebak. "Compact UWB high gain fermi taper slot antenna for future 5G communication systems." *Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), 2016 17th International Symposium on. IEEE*, 2016.
- [31] Antonino-Daviu, Eva, et al. "Design of a multimode MIMO antenna using the theory of characteristic modes." *Radioengineering* 18.4 (2009): 425-430.
- [32] Chu, Lan Jen. "Physical limitations of omnidirectional antennas." *Journal of applied physics* 19.12 (1948): 1163-1175.
- [33] Harrington, Roger F. "Effect of antenna size on gain, bandwidth, and efficiency." *J. Res. Nat. Bur. Stand* 64.1 (1960): 1-12.
- [34] Garbacz, R. H. T. R. J., and R. Turpin. "A generalized expansion for radiated and scattered fields." *IEEE transactions on Antennas and Propagation* 19.3 (1971): 348-358.
- [35] Harrington, R., and J. Mautz. "Theory of characteristic modes for conducting bodies." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 19.5 (1971): 622-628.

- [36] Liu, Duixian, Robert J. Garbacz, and David M. Pozar. "Antenna synthesis and optimization using generalized characteristic modes." *IEEE transactions on antennas and propagation* 38.6 (1990): 862-868.
- [37] Garbacz, R., and D. Pozar. "Antenna shape synthesis using characteristic modes." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 30.3 (1982): 340-350.
- [38] Cabedo-Fabres, Marta, et al. "The theory of characteristic modes revisited: A contribution to the design of antennas for modern applications." *IEEE Antennas and Propagation Magazine* 49.5 (2007): 52-68.
- [39] Daviu, E. Antonino. "Analysis and design of antennas for wireless communications using modal methods." Diss. Ph. D. Dissertation, UPV, Valencia, 2008.
- [40] Cabedo-Fabres, Marta, et al. "The theory of characteristic modes revisited: A contribution to the design of antennas for modern applications." *IEEE Antennas and Propagation Magazine* 49.5 (2007)
- [41] Austin, Brian A., and Kevin P. Murray. "The application of characteristic-mode techniques to vehicle-mounted NVIS antennas." *IEEE Antennas and Propagation Magazine* 40.1 (1998): 7-21.
- [42] Dissanayake, Tharaka, and Karu P. Esselle. "Correlation-based pattern stability analysis and a figure of merit for UWB antennas." *IEEE transactions on antennas and propagation* 54.11 (2006): 3184-3191.
- [43] Antonino-Daviu, E., et al. "Modal pattern stability factor as a figure of merit for characteristic modes." *Electronics Letters* 52.20 (2016): 1658-1659.
- [44] Antonino-Daviu, E., et al. "Design of a multimode MIMO antenna using characteristic modes." 3rd European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2009. 2009.
- [45] Liang, Xian Ling. "Ultra-wideband antenna and design." *Ultra Wideband-Current Status and Future Trends. InTech*, 2012.
- [46] Manteuffel, D., and R. Martens. "Compact multimode multielement antenna for indoor UWB massive MIMO." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 64.7 (2016): 2689-2697.
- [47] PRO-POWER. "RG58/59 Coaxial Cable" Datasheet. Farnell
- [48] Rogers Corp. "RO4000 Series" Datasheet.
- [49] Koziel, Slawomir, and Adrian Bekasiewicz. "Comprehensive Comparison of Compact UWB Antenna Performance by Means of Multi-Objective Optimization." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* (2017).
- [50] Peñafiel-Ojeda, Carlos Ramiro, et al. "Design of an unidirectional UWB cavity backed antenna." *Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO)*, 2017 IEEE MTT-S International Conference on. IEEE, 2017.
- [51] Jha, Parul N., Bharati A. Singh, and Sanjay Thakur. "Compact printed single band-notched characteristics square-shape UWB antenna." *Global Trends in Signal Processing, Information Computing and Communication (ICGTSPICC)*, 2016 International Conference on. IEEE, 2016.
- [52] Alliance, WiMedia. "Ecma-368 high rate ultra wideband phy and mac standard." ECMA, (2008).

Antenas MIMO de banda ancha para aplicaciones 5G

Luca Montero Bayo⁽¹⁾, Miguel Ferrando Bataller⁽¹⁾, Marta Cabedo Fabrés⁽¹⁾, Eva Antonino Daviu⁽¹⁾, José María Molina García-Pardo⁽²⁾

lumonba@teleco.upv.es, mferrand@dcom.upv.es, marcafab@dcom.upv.es, evanda@upvnet.upv.es, josemaria.molina@upct.es

⁽¹⁾ Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia (iTEAM), Universitat Politècnica de València, 46022, Valencia.

⁽²⁾ Departamento de Tecnologías de la Información y Comunicaciones, Universidad Politécnica de Cartagena, 30202, Cartagena, Murcia.

Abstract- This document presents the design and analysis of an UltraWide Band (UWB) unidirectional antenna. The design, based on a circular dipole over a conductor plane, represents a unit cell. This unit cell, when replicated, allows a multiport feeding configuration, which makes multiple polarizations to be seamlessly excited.

Results show a wide bandwidth with radiation pattern stability. Unidirectionality and good directivity are also proven in the analysis within the chosen band.

I. INTRODUCCIÓN

En el marco de los sistemas 5G, y de las diversas tecnologías en desarrollo para cumplir sus expectativas, existe un claro objetivo de obtener tasas de datos a nivel multi-Gigabit.

Los sistemas de acceso inalámbricos continúan siendo el cuello de botella de los sistemas de comunicación. Existen diversos protocolos dentro del estándar IEEE 802.11 con previsión de alcanzar tasas de varios Gbps. En concreto, el estándar IEEE 802.11ay prevé que para 2019 será posible transmitir con tasas de hasta 100Gb/s en la banda de 60GHz con el empleo de MIMO y un gran ancho de banda [1].

La tasa de datos de un sistema depende en gran medida del ancho de banda utilizado en la comunicación, así como de la eficiencia con el que este ancho de banda se está utilizando. Por tanto, el uso de UltraWide Band (UWB) o la aplicación de MIMO son técnicas viables para aumentar la eficiencia de uso de ancho de banda – y por tanto la capacidad – de un sistema de comunicaciones [2].

Existe un interés creciente en el uso de las técnicas MIMO en las comunicaciones inalámbricas, debido a la demanda de alta capacidad. Aunque la mayoría de implementaciones de MIMO se apoyan en la diversidad espacial, la diversidad en polarización está recibiendo cierta atención como método de discriminación de señales [3-5]. A raíz de esto, y por la versatilidad que ofrecen, muchos sistemas de comunicación modernos, como los sistemas radar o las estaciones base móviles, requieren antenas con un ancho de banda y polarización dual para poder estar a la altura de la demanda tecnológica. Las antenas multipuerto y multipolarización suscitan un creciente interés y están siendo utilizadas para

generar diversos diagramas y polarizaciones modificando fase y amplitud de los puertos de excitación [6-8].

Las antenas capaces de operar en UWB han sido extensamente estudiadas [9-10]. De cara a una implementación con MIMO que sea capaz de ofrecer diversidad espacial y/o en polarización, se buscan geometrías simples y fácilmente replicables. Habiéndose estudiado previamente las características de dipolos y monopolos de figuras sencillas de diagrama omnidireccional [11-12], en este documento se describe el proceso de diseño y análisis de resultados de una antena UWB unidireccional multipuerto y multipolarización.

El documento se organiza de la siguiente manera. La Sección II explica el proceso de diseño de la antena teniendo en cuenta las posibles configuraciones de alimentación. La Sección III detalla los resultados más relevantes del análisis de la antena diseñada. Finalmente, la Sección IV concluye el documento.

II. DISEÑO DE LA ESTRUCTURA RADIANTE

A. Motivación del diseño

Este diseño viene motivado por los resultados que ofrecen los dipolos de geometrías simples. En concreto, el dipolo circular posee unas características de adaptación de un gran ancho de banda (Fig. 1). Realizando un análisis de las propiedades de radiación del mismo, se observa como a pesar de todas las frecuencias en las que este se encuentra adaptado, aparecen modos de orden superior a frecuencias altas que interfieren en la estabilidad de diagrama (Fig. 2).

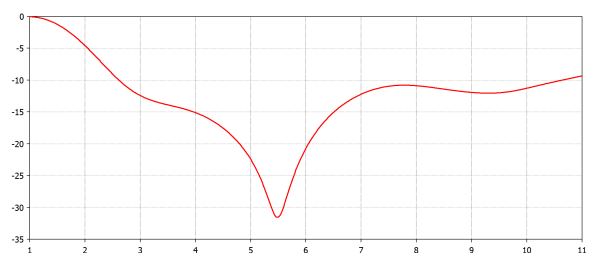


Fig. 1. Parámetro S_{11} del dipolo circular referido a 100 ohmios

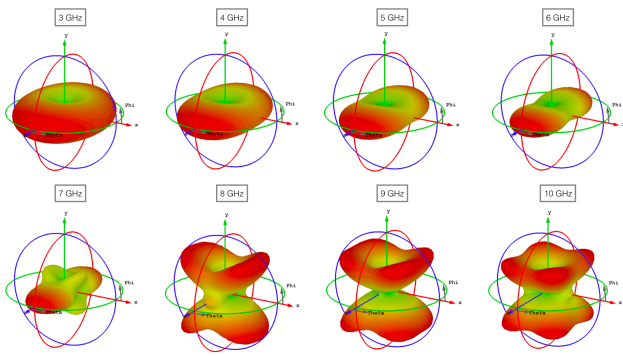


Fig. 2. Diagramas de radiación del dipolo circular

Dados estos resultados, la estructura elegida para la obtención de una antena con gran ancho de banda y diagrama unidireccional es un dipolo circular situado a cierta distancia de un plano metálico – que garantiza la unidireccionalidad –, al cual se encuentra cortocircuitado con un poste metálico situado en el centro de cada uno de los brazos circulares (Fig. 3).

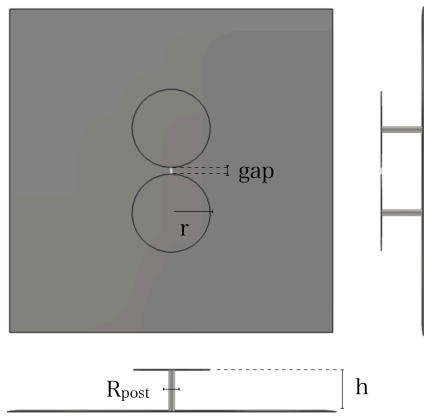


Fig. 3. Vistas de la celda unidad 2x1 – Antena A

La elección de esta estructura está motivada por diseños ya estudiados en [11-12] en los que estructuras planares de forma circular y con diferentes variantes forman antenas con buenas condiciones de impedancia para grandes anchos de banda.

El diseño mostrado en Fig. 3 constituye una celda unidad. Es decir, tiene como propósito ser replicado n veces, compartiendo el mismo plano metálico. Su estudio, por tanto, facilita la escalabilidad de la estructura. El objetivo final de del análisis es obtener una estructura en la que la celda unidad ha sido repetida y se ha habilitado múltiples puntos de excitación.

B. Alimentación

A través de un análisis de los modos característicos de geometrías como la propuesta celda unidad – tanto aislada como replicada –, se han observado los distintos caminos de las corrientes y se han seleccionado, descartando algunos modos de orden superior, los modos característicos que se desean excitar. Todos estos modos (Fig. 4), además, tienen la capacidad de poder ser excitados en los puntos de contacto entre los círculos.

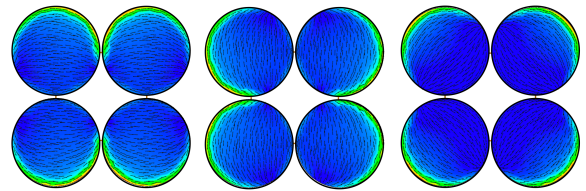


Fig. 4. Geometría réplica de celda unidad 2x. Corrientes de los tres primeros modos característicos a excitar.

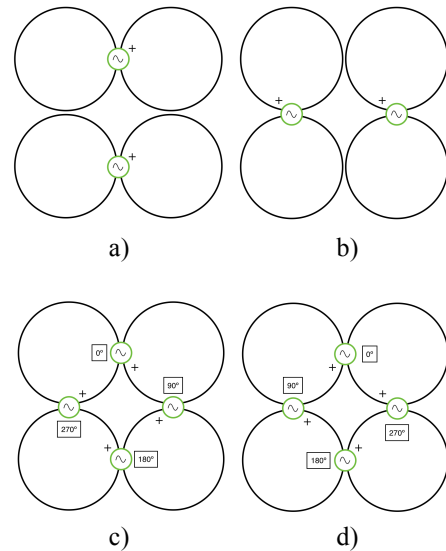


Fig. 5. Configuración de excitación para obtención de distintas polarizaciones
a) Lineal H b) Lineal V c) LHCP d) RHCP

El uso de múltiples excitaciones no solo mejora el ancho de banda de adaptación, sino que también permite la utilización de distintas polarizaciones con la misma estructura, pues combinando amplitudes y fases adecuadamente es posible excitar los modos característicos necesarios en cada caso.

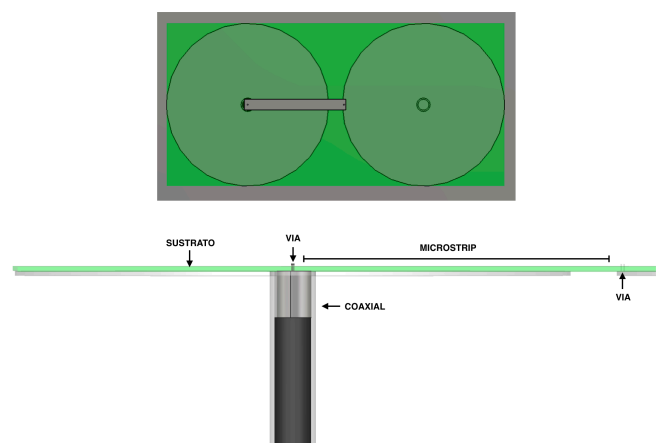


Fig. 6. Ejemplo de método de excitación del puerto

En Fig. 5 se puede observar las distintas configuraciones de alimentación propuestas para obtener cuatro tipos de polarización con una misma antena. Así, teniendo conectado un puerto de excitación en cada punto de contacto entre círculos, se pueden obtener polarización lineal horizontal (Fig.

5a) y vertical (Fig. 5b), así como polarización circular – ya sea a derechas (Fig. 5d) como a izquierdas (Fig. 5c).

En Fig. 6 se muestra un ejemplo de posible método de excitación real de la celda unidad mediante cable coaxial.

C. Diseño de antena

Un ejemplo de una estructura simple diseñada siguiendo este objetivo se puede observar en Fig. 6, donde la celda unidad se ha colocado por duplicado y existen 4 puntos posibles de excitación.

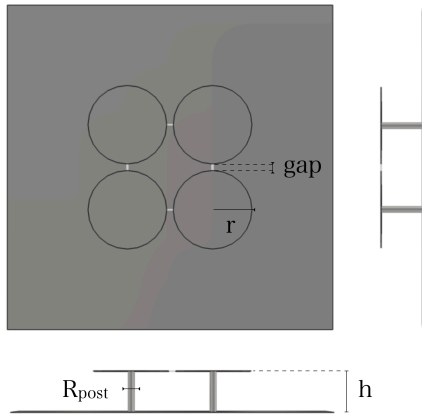


Fig. 7. Vistas de geometría de celda unidad 2x2 – Antena B

En cuanto a las dimensiones de la celda unidad, se han diseñado círculos de radio r 12mm, separados por un *gap* de 1mm. Esta celda unidad se ha replicado 2x, de modo que se ha obtenido una geometría de 2x2 círculos cortocircuitados entre sí (Fig. 7).

Los cuatro postes, de radio R_{post} 1mm, sujetan las placas, al mismo tiempo que las cortocircuitan con el plano conductor inferior. La altura h de estos postes es 13mm, dimensión similar a r .

Estas dimensiones son normalizadas, pues la intención principal es la de observar las características de la antena. Con un factor de escalado adecuado este diseño podría ser trasladado a cualquier banda deseada con resultados similares.

III. RESULTADOS

El diseño y análisis de esta antena se ha realizado con CST STUDIO SUITE[®]. El objeto de análisis de esta estructura han sido la impedancia, adaptación, comportamiento de las corrientes y propiedades de radiación.

En primer lugar, se ha analizado la celda unidad 2x1 (Antena A – Fig. 3), pues la mayoría de sus resultados son extrapolables a cualquier combinación posterior. Después, se han analizado las propiedades de la celda unidad 2x2 (Antena B – Fig. 7) para ver las posibles implicaciones al repetir la celda unidad. Nótese que la excitación aplicada corresponde con Fig. 5b, correspondiente a una polarización lineal vertical.

A. Impedancia y adaptación

Analizando la impedancia, se puede observar cómo la parte real de la impedancia (Fig. 8) para los dos diseños es

similar, ambos con un valor relativamente estable alrededor de los 120 ohmios.

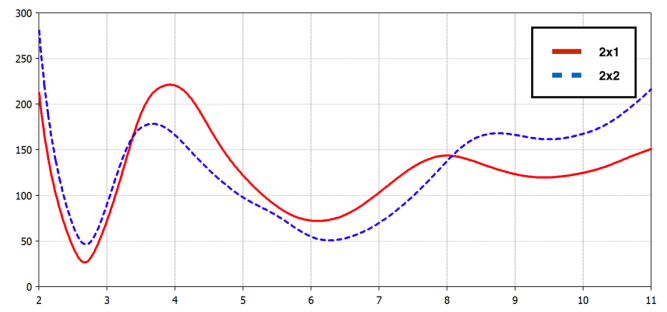


Fig. 8. Impedancia real
a) Celda 2x1 [A] (rojo) b) Celda 2x2 [B] (azul)

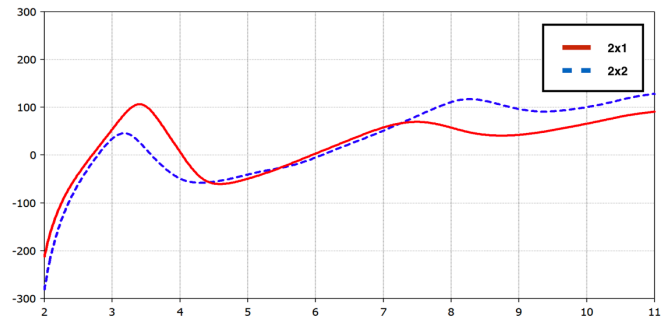


Fig. 9. Impedancia imaginaria
a) Celda 2x1 [A] (rojo) b) Celda 2x2 [B] (azul)

La parte imaginaria (Fig. 9) muestra una clara resonancia en 2.7 GHz, correspondiente a la frecuencia en la que la longitud de onda correspondiente es la suma de los dos diámetros y los dos postes.

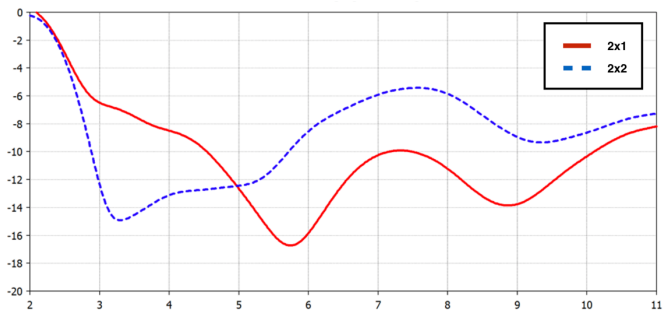


Fig. 10. Coeficiente de reflexión
a) Celda 2x1 [A] (rojo) b) Celda 2x2 [B] (azul)

Estos dos diseños encuentran la mejor adaptación cuando se referencian los puertos a 120 ohmios. No obstante, las bandas en las que se encuentran adaptadas difieren (Fig. 10). El diseño [B] se encuentra bien adaptado tanto en la primera resonancia como en la posterior antiresonancia (Fig. 9), pues es su zona más estable en resistencia (Fig. 8). Considerando un valor de -10dB de coeficiente de reflexión como adecuadamente adaptado, el ancho de banda de adaptación de la celda 2x1 es relativamente mayor – 82% [4.5-10GHz] frente a un 70% [2.9-5.7GHz] de la celda 2x2.

B. Propiedades de radiación

Tal y como se ha comentado en la primera sección de este documento, se busca un diagrama unidireccional broadside. Analizando los diagramas de radiación en

distintas frecuencias, la banda en la que el diagrama corresponde con lo buscado es similar a la banda de adaptación. Así, se puede observar en Fig. 8 los diagramas deseados, que se mantienen estables entre 2.5 GHz – cerca de la primera resonancia – y 7 GHz. A frecuencias inferiores, el modo de radiación dominante corresponde al modo 0 (o modo-espira), con nulo en dirección broadside; mientras que a frecuencias superiores comienzan a aparecer lóbulos en distintas direcciones que empeoran el funcionamiento y quedan descartados de la banda de interés.

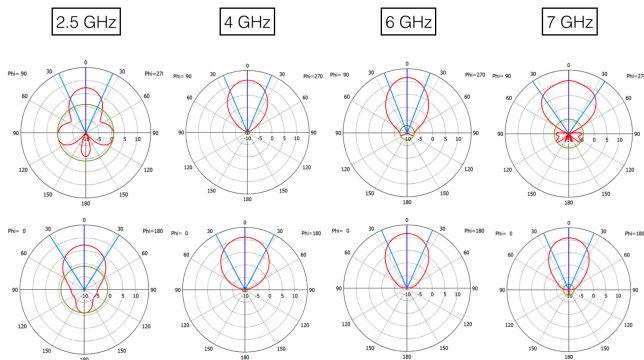


Fig. 11. Diagramas de radiación broadside en estructura Réplica 2x. Plano E (arriba) y Plano H (abajo)

A pesar de modificarse la impedancia de la celda unidad al replicarse, como se ha visto en la sección anterior, el diagrama de radiación de interés se mantiene prácticamente idéntico, salvo un ligero estrechamiento de los lóbulos del plano H, debido a un inevitable efecto-array producido en esta configuración.

Asimismo, se obtiene un ancho de banda de estabilidad de diagrama de 4.5GHz [2.5-7GHz], en el que la directividad de los haces se encuentra entre 7.2 y 11.6dBi (siendo superior dentro de la banda). El ancho de haz a -3dB tiene un rango entre 42° y 69° para el plano E, mientras que para el plano H se mantiene estable alrededor de 60° [13].

C. Ancho de banda efectivo

A pesar de la buena respuesta tanto en adaptación como en radiación, es importante poner ambas propiedades en común para obtener un ancho de banda en el que todo se comporte correctamente.

De esta manera, se puede observar como la estructura 2x2 tiene una segunda banda de adaptación de impedancia (~13GHz) que no resulta útil porque el diagrama tiene lóbulos secundarios. Por otra parte, el ancho de banda de adaptación de la celda unidad 2x1 es muy grande, pero atraviesa frecuencias con diagramas de radiación que no interesan.

El diagrama de radiación se ha considerado estable entre 2.5GHz y 7GHz, y la estructura 2x2 se encuentra adaptada entre 2.9GHz y 5.7GHz. Al ser esta última banda más restrictiva, constituirá el ancho de banda efectivo de la antena. Con una frecuencia central de ~4.1GHz, posee un ancho de banda fraccional de 70% en el que se encuentra adaptado y con un diagrama de radiación estable.

En este ancho de banda efectivo, la directividad tiene valores entre 9.4dBi y 11.5dBi. El ancho de haz a -3dB se mantiene entre 47° y 60° para el plano H y ente 42° y 52° para el plano E. La unidireccionalidad está garantizada, con un Front-to-Back Ratio mayor que 15dB en toda la banda.

IV. CONCLUSIONES

Este documento presenta el diseño y análisis de una antena unidireccional de gran ancho de banda. El diseño, consistente en un dipolo circular cortocircuitado a un plano conductor, potencia el primer modo de resonancia del dipolo circular aislado, y constituye una celda unidad que puede ser replicada para obtener distintas configuraciones y características.

Los resultados obtenidos del análisis – tanto de la celda unidad 2x1 como de la celda replicada 2x2 – han mostrado que la existencia de múltiples puntos de excitación permite transmitir con diversas polarizaciones con una misma estructura. Además, para el caso de celda replicada, se obtiene un ancho de banda relativo del 70%, en el que el diagrama de radiación se mantiene estable.

AGRADECIMIENTOS

Las actividades que han llevado a la obtención de estos resultados han sido financiadas por el Ministerio de Economía y Competitividad bajo el proyecto TEC2016-78028-C3-3-P y TEC2016-78028-C3-2-P.

REFERENCIAS

- [1] Status of Project IEEE 802.11ay (2017) [Online]. Available: http://www.ieee802.org/11/Reports/tgay_update.htm
- [2] A. G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Pers. Commun.*, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, Mar. 1998.
- [3] M. C. Tumbuka and D. J. Edwards, "Investigation of tri-polarised MIMO technique," *Electron. Lett.*, vol. 41, no. 3, pp. 137–138, Feb. 2005.
- [4] Ravinder, Y.; Pandharipande, V.M.; "Polarization Diversity Tripole Adaptive Array with Minimum Bit Error Rate Approach", 2006 International Workshop on Satellite and Space Communications, 14-15 Sept. 2006 Page(s):130 – 134.
- [5] J. F. Valenzuela-Valdés, M. A. García-Fernández, A. M. Martínez-González, and D. A. Sánchez- Hernández, "The role of polarization diversity for MIMO systems under Rayleigh-fading scenarios," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 5, pp. 534–536, 2006.
- [6] Chen, Zhi Ning, and Xianming Qing. "Research and development of planar UWB antennas." *Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings*. Vol. 1. IEEE, 2005
- [7] Zhang, Wentao, Chuanfei She, and Yingyi He. "Design of a frequency-reconfigurable multipolarization antenna for wireless communication." *Antennas and Propagation (APSURSI), 2016 IEEE International Symposium on*. IEEE, 2016.
- [8] Manteuffel, D., and R. Martens. "Compact Multimode Multielement Antenna for Indoor UWB Massive MIMO." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 64.7 (2016): 2689-2697.
- [9] Wiesbeck, W., G. Adamiuk, and C. Sturm, "Basic properties and design principles of UWB antennas," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 97, No. 2, 372–385, 2009.
- [10] Pergol, Mariusz, and Wlodzimierz Zieniutycz. "Unified design procedure for planar dipoles oriented on UWB application." *Progress In Electromagnetics Research* 102 (2010): 249-265.
- [11] Antonino-Daviu, Eva. *Analysis and design of antennas for wireless communications using modal methods*. Dissertation. 2008.
- [12] Cabedo Fabrés, Marta. *Systematic design of antennas using the theory of characteristic modes*. Dissertation. 2008.
- [13] Antonino-Daviu, E., et al. "Modal pattern stability factor as a figure of merit for characteristic modes." *Electronics Letters* 52.20 (2016): 1658-1659.