

Simulación y análisis del impacto de diferentes materiales en el diseño de una antena

Nombre del estudiante: Jesús Díaz Roa

Plan de Estudios: Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicación

Área del Trabajo: Tecnología de Antenas

Directores de Proyecto:

Dr. Aurora Andújar Linares y Dr. Jaume Anguera Pros

23 de junio de 2020



Esta obra está sujeta a una licencia de Reconocimiento-NoComercial-SinObraDerivada [3.0 España de Creative Commons](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/es/)

© Jesús Díaz Roa

Reservados todos los derechos. Está prohibido la reproducción total o parcial de esta obra por cualquier medio o procedimiento, comprendidos la impresión, la reprografía, el microfilme, el tratamiento informático o cualquier otro sistema, así como la distribución de ejemplares mediante alquiler y préstamo, sin la autorización escrita del autor o de los límites que autorice la Ley de Propiedad Intelectual.

FICHA DEL TRABAJO FINAL

Título del trabajo:	Simulación y análisis del impacto de diferentes materiales en el diseño de una antena
Nombre del autor:	Jesús Díaz Roa
Nombre del consultor/a:	Aurora Andújar Linares Jaume Anguera Pros
Nombre del PRA:	Germán Cobo Rodríguez
Fecha de entrega (mm/aaaa):	06/2020
Titulación:	Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicación
Área del Trabajo Final:	Tecnología de Antenas
Idioma del trabajo:	Castellano
Palabras clave	Dipolo, materiales, simulación
Resumen del Trabajo (máximo 250 palabras): Con la finalidad, contexto de aplicación, metodología, resultados y conclusiones del trabajo.	
<p>En este trabajo se va a estudiar la respuesta de una antena ante la presencia de diferentes materiales. En el primer caso se estudia el diseño de un monopolo y cómo le afecta estar en contacto directo o a varios milímetros de distancia de diferentes materiales, para el segundo caso se toman los parámetros (constante dieléctrica y tangente de pérdidas) de un modelo phantom de abdomen de la empresa “Speag” y se diseña un dipolo en espacio libre y para ver cómo le afecta el estar pegado sobre el abdomen y a diferentes milímetros de distancia del mismo; para el tercer caso, las condiciones de contorno se mantiene igual que en el caso anterior, pero ahora en vez de un dipolo se diseña un <i>loop</i> para así comparar y concluir qué caso es más eficiente y se adapta mejor con estas premisas. Para las simulaciones se usa el software IE3D. Los parámetros más relevantes para el diseño son la frecuencia de trabajo y las medidas del monopolo, dipolo o <i>loop</i>; para las simulaciones son la constante dieléctrica y la tangente de pérdidas de los materiales y para los resultados el coeficiente de reflexión de la tensión del puerto de entrada (S_{11}), la eficiencia radiada y la eficiencia de la antena. Finalmente se exponen las conclusiones del estudio.</p>	
Abstract (in English, 250 words or less):	
<p>The aim of this paper is to study the response of an antenna in the presence of different materials. In the first analysis, it is studied the pattern of a monopole antenna and how it is affected by the direct or even several millimeters contact of different materials. In order to study the second analysis, the parameters (dielectric constant and dielectric loss tangent) of an Anthropomorphic abdomen phantom from the company “Speag” are taken and it is designed a dipole antenna in an outdoor space in order to observe how the antenna is affected when it is close to the abdomen and when it is few</p>	

centimeters from it. To examine the third analysis, the boundary conditions are kept in the same way as in the second analysis. However, instead of a dipole antenna, a *loop* is designed in order to compare and conclude which analysis is the most efficient and which one is able to adapt itself in a better way with these assumptions. For the simulation, the software IE3D is used. The more relevant parameters for the design are the frequency of work and the measurements of the monopole antenna, dipole antenna or *loop*. The more relevant parameters for the simulations are the dielectric constant and dielectric loss tangent of the materials and the more relevant parameters for the results are the reflection coefficient of the tension of the input port (S_{11}), irradiate efficiency and the efficiency of the antenna. Finally, the conclusions of the study are presented.

Índice

1. INTRODUCCIÓN	10
1.1. CONTEXTO Y JUSTIFICACIÓN DEL TRABAJO	10
1.2. OBJETIVOS DEL TRABAJO	10
1.3. ENFOQUE Y MÉTODO SEGUIDO	10
1.4. PLANIFICACIÓN DEL TRABAJO	10
1.5. CONCEPTOS BÁSICOS UTILIZADOS EN EL PROYECTO	11
1.6. BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS OTROS CAPÍTULOS DE LA MEMORIA	12
2. ESTADO DEL ARTE	14
2.1. INTRODUCCIÓN	14
2.2. ARTÍCULO 1	14
2.3. ARTÍCULO 2	15
2.4. ARTÍCULO 3	16
2.5. ARTÍCULO 4	17
2.6. ARTÍCULO 5	18
2.7. ARTÍCULO 6	20
2.8. ARTÍCULO 7	21
2.9. ARTÍCULO 8	22
2.10. ARTÍCULO 9	23
2.11. RESUMEN DE MATERIALES	25
3. SIMULACIONES MONOPOLO SOBRE DIFERENTES MATERIALES	26
3.1. INTRODUCCIÓN	26
3.2. DISEÑO DEL MONOPOLO	26
3.3. SIMULACIONES CON MONOPOLO SOBRE MATERIALES SIN CAPA DE AIRE	26
3.3.1. Resultados Material FR4	28
3.3.2. Resultados Material MAT2	30
3.3.3. Resultados Material BaNd _{0.2} Fe _{11.8} O ₁₉ /Epoxy composite	31
3.3.4. Comparación caso mejor de los tres materiales	32
3.3.5. Comparación caso peor de los tres materiales	33
3.4. SIMULACIONES CON MONOPOLO SOBRE MATERIALES CON CAPA DE AIRE	34
3.4.1. Resultados Material FR4	35
3.4.2. Resultados Material MAT3	37
3.4.3. Resultados Material ABD	38
3.4.4. Comparación caso mejor de los tres materiales	39
3.4.5. Comparación caso peor de los tres materiales	40
3.5. CONCLUSIONES	41
4. SIMULACIONES DIPOLO Y LOOP CON PARÁMETROS DEL ABDOMEN SEGÚN MODELO PHANTOM	42
4.1. INTRODUCCIÓN	42
4.2. PROPIEDADES ABDOMEN HUMANO PARA SIMULACIONES	42
4.3. DIPOLO	43
4.2.1. 900MHz	44
4.2.2. 2.45GHz	45
4.4. LOOP	47
4.3.1. 900MHz	48
4.3.2. 2.45GHz	49
4.5. COMPARACIÓN DIPOLO Y LOOP	51
4.3.3. 900MHz h=10mm	51
4.3.4. 2.45GHz h=2mm	52
4.6. CONCLUSIONES	52

5.	CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	53
6.	BIBLIOGRAFÍA	55

Lista de figuras

FIGURA 1 CRONOGRAMA DE LA EVOLUCIÓN DEL TRABAJO.....	10
FIGURA 2.....	14
FIGURA 3.....	15
FIGURA 4.....	16
FIGURA 5.....	17
FIGURA 6.....	17
FIGURA 7.....	18
FIGURA 8.....	18
FIGURA 9.....	19
FIGURA 10.....	19
FIGURA 11.....	19
FIGURA 12.....	20
FIGURA 13.....	20
FIGURA 14.....	21
FIGURA 15.....	21
FIGURA 16.....	22
FIGURA 17.....	24
FIGURA 18 MONOPOLO, PUERTO Y GROUND PLANE.....	26
FIGURA 19 CAPAS EN EL IE3D.....	27
FIGURA 20 PARÁMETROS DE SIMULACIÓN EN EL IE3D.....	27
FIGURA 21 PARÁMETROS DE SIMULACIÓN EN EL IE3D.....	28
FIGURA 22 GRÁFICA PARÁMETRO S_{11} PARA DIFERENTES GROSORES MATERIAL FR4.....	28
FIGURA 23 GRÁFICA EFICIENCIA DE ANTENA Y RADIACIÓN PARA DIFERENTES GROSORES MATERIAL FR4.....	29
FIGURA 24 GRÁFICA PARÁMETRO S_{11} PARA DIFERENTES GROSORES MATERIAL MAT2.....	30
FIGURA 25 GRÁFICA EFICIENCIA DE ANTENA Y DE RADIACIÓN PARA DIFERENTES GROSORES MATERIAL MAT2.....	30
FIGURA 26 GRÁFICA PARÁMETRO S_{11} PARA DIFERENTES GROSORES MATERIAL BAND0.2Fe11.8O19.....	31
FIGURA 27 GRÁFICA EFICIENCIA DE ANTENA Y DE RADIACIÓN PARA DIFERENTES GROSORES MATERIAL BAND0.2Fe11.8O1932.....	32
FIGURA 28 GRÁFICA PARÁMETRO S_{11} PARA H=1MM DE LOS TRES MATERIALES.....	32
FIGURA 29 GRÁFICA EFICIENCIA DE ANTENA Y DE RADIACIÓN PARA H=1MM DE LOS TRES MATERIALES.....	33
FIGURA 30 GRÁFICA PARÁMETRO S_{11} PARA H=10MM DE LOS TRES MATERIALES.....	33
FIGURA 31 GRÁFICA EFICIENCIA DE ANTENA Y DE RADIACIÓN PARA H=10MM DE LOS TRES MATERIALES.....	34
FIGURA 32 CAPAS EN EL IE3D.....	35
FIGURA 33 PARÁMETROS SIMULACIÓN IE3D.....	35
FIGURA 34 GRÁFICA PARÁMETRO S_{11} PARA DIFERENTES CAPAS DE AIRE MATERIAL FR4.....	36
FIGURA 35 GRÁFICA EFICIENCIA DE ANTENA Y DE RADIACIÓN PARA DIFERENTES CAPAS DE AIRE MATERIAL FR4.....	36
FIGURA 36 GRÁFICA PARÁMETRO S_{11} PARA DIFERENTES CAPAS DE AIRE MATERIAL MAT3.....	37
FIGURA 37 GRÁFICA EFICIENCIA DE RADIACIÓN Y DE ANTENA PARA DIFERENTES CAPAS DE AIRE MATERIAL MAT3.....	38
FIGURA 38 GRÁFICA PARÁMETRO S_{11} PARA DIFERENTES CAPAS DE AIRE MATERIAL ABD.....	38
FIGURA 39 GRÁFICA EFICIENCIA DE ANTENA Y DE RADIACIÓN PARA DIFERENTES CAPAS DE AIRE MATERIAL ABD.....	39
FIGURA 40 GRÁFICA PARÁMETRO S_{11} PARA S=10MM DE LOS TRES MATERIALES.....	39
FIGURA 41 GRÁFICA EFICIENCIA DE ANTENA Y DE RADIACIÓN PARA S=10MM DE LOS TRES MATERIALES.....	40
FIGURA 42 GRÁFICA PARÁMETRO S_{11} PARA S=1MM DE LOS TRES MATERIALES.....	40
FIGURA 43 GRÁFICA EFICIENCIA DE ANTENA Y DE RADIACIÓN PARA S=1MM DE LOS TRES MATERIALES.....	40
FIGURA 44 PHANTOM ABDOMEN.....	42
FIGURA 45 PARÁMETROS DIELECTRICOS PHANTOM.....	42
FIGURA 46 PARÁMETROS SIMULACIÓN IE3D.....	43
FIGURA 47 GRÁFICA PARÁMETRO S_{11} PARA DIFERENTES CAPAS DE AIRE ABDOMEN-DIPOLO 900MHZ.....	44
FIGURA 48 GRÁFICA EFICIENCIA DE RADIACIÓN Y DE ANTENA PARA DIFERENTES CAPAS DE AIRE ABDOMEN-DIPOLO 900MHZ.....	44
FIGURA 49 GRÁFICA EFICIENCIA DE RADIACIÓN Y DE ANTENA PARA DIFERENTES CAPAS DE AIRE ABDOMEN-DIPOLO 900MHZ.....	45
FIGURA 50 GRÁFICA PARÁMETRO S_{11} PARA DIFERENTES CAPAS DE AIRE ABDOMEN-DIPOLO 2.45GHZ.....	45
FIGURA 51 GRÁFICA EFICIENCIA DE ANTENA Y RADIACIÓN PARA DIFERENTES CAPAS DE AIRE ABDOMEN-DIPOLO 2.45GHZ.....	46
FIGURA 52 GRÁFICA EFICIENCIA DE ANTENA Y RADIACIÓN PARA DIFERENTES CAPAS DE AIRE ABDOMEN-DIPOLO 2.45GHZ.....	46
FIGURA 53 PARÁMETROS SIMULACIÓN IE3D.....	47

FIGURA 54 GRÁFICA PARÁMETRO S_{11} PARA DIFERENTES CAPAS DE AIRE ABDOMEN-LOOP 900MHZ	48
FIGURA 55 GRÁFICA EFICIENCIA DE ANTENA Y DE RADIACIÓN PARA DIFERENTES CAPAS DE AIRE ABDOMEN-LOOP 900MHZ ..	48
FIGURA 56 GRÁFICA EFICIENCIA DE ANTENA Y DE RADIACIÓN PARA DIFERENTES CAPAS DE AIRE ABDOMEN-LOOP 900MHZ ..	49
FIGURA 57 GRÁFICA PARÁMETRO S_{11} PARA DIFERENTES CAPAS DE AIRE ABDOMEN-LOOP 2.45GHZ	49
FIGURA 58 GRÁFICA EFICIENCIA DE ANTENA Y DE RADIACIÓN PARA DIFERENTES CAPAS DE AIRE ABDOMEN-LOOP 2.45GHZ ..	50
FIGURA 59 GRÁFICA EFICIENCIA DE ANTENA Y DE RADIACIÓN PARA DIFERENTES CAPAS DE AIRE ABDOMEN-LOOP 2.45GHZ ..	50
FIGURA 60 GRÁFICA PARÁMETRO S_{11} PARA DIPOLO Y LOOP 900MHZ $s=10\text{MM}$	51
FIGURA 61 GRÁFICA EFICIENCIA DE ANTENA Y DE RADIACIÓN PARA DIPOLO Y LOOP 900MHZ $s=10\text{MM}$	51
FIGURA 62 GRÁFICA PARÁMETRO S_{11} PARA DIPOLO Y LOOP 2.45GHZ $s=2\text{MM}$	52
FIGURA 63 GRÁFICA EFICIENCIA DE ANTENA Y DE RADIACIÓN PARA DIPOLO Y LOOP 2.45GHZ $s=2\text{MM}$	52
FIGURA 64 IMAGEN DE LA WEB PARA EL CÁLCULO	53

Lista de tablas

TABLA 1	16
TABLA 2	18
TABLA 3	19
TABLA 4 RESUMEN MATERIAL ESTADO DEL ARTE	25
TABLA 5 VISTA 3D DEL MATERIAL Y MONOPOLO SIMULADO EN IE3D	27
TABLA 6 GROSORES UTILIZADOS PARA LAS CAPAS	27
TABLA 7 VISTA 3D DEL MATEIAL Y MONOPOLO, CAPA DE AIRE, MATERIAL SIMULADO EN IE3D.....	34
TABLA 8 GROSORES DE LA CAPA DE AIRE UTILIZADAS PARA LA SIMULACIÓN	35
TABLA 9 PARÁMETROS DIELECTRICOS PARA LAS SIMULACIONES.....	43
TABLA 10 VISTA 3D DEL MATEIAL, CAPA DE AIRE Y DIPOLO SIMULADO EN IE3D	43
TABLA 11 VISTA 3D DEL MATEIAL, CAPA DE AIERE Y LOOP SIMULADO EN IE3D	47
TABLA 12 CÁLCULO DE LA GANANCIA DEL TRANSMISOR.....	53
TABLA 13 CÁLCULO DISTANCIA MÁXIMA TX-RX.....	54

1. Introducción

1.1. Contexto y justificación del Trabajo

En este trabajo se aborda el estudio de cómo afectan los materiales a las antenas monopolo, dipolo y *loop* a la eficiencia y a la frecuencia a la que resuenan ya que son diseñadas en campo libre. Además, se analiza también el efecto de añadir una capa de aire de diferente grosor entre los materiales y la antena.

1.2. Objetivos del Trabajo

Se persigue obtener una comparación para entre ellas para ver qué tipo es mejor en cada caso, así como determinar la máxima distancia a la que respondería bien la antena según dicho diseño.

Para ello en cada simulación se obtiene el parámetro $|S_{11}|$, la radiación y la eficiencia de la antena.

1.3. Enfoque y método seguido

Para abordar el trabajo se ha utilizado el software IE3D EM Design System for Windows 32, Version 15.00.

En el punto 1.5 se detallan los conceptos y principios matemáticos utilizados para los diferentes diseños.

El método seguido ha sido, introducir los valores en el I3D, dibujar el tipo de antena correspondiente, simular, obtener las gráficas e interpretarlas para deducir las conclusiones.

1.4. Planificación del Trabajo

Para la planificación del trabajo se han seguido a lo largo del cuatrimestre reuniones para poder seguir la evolución del trabajo y se redactan actas de cada reunión para seguir la evolución del desarrollo.

Se muestra aquí un diagrama de Gantt con la planificación temporal seguida:

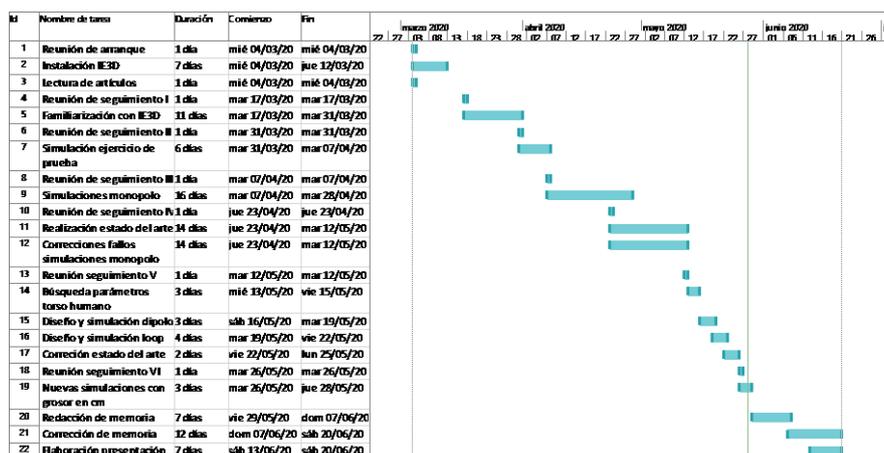


Figura 1 Cronograma de la evolución del trabajo

1.5. Conceptos básicos utilizados en el proyecto

En este apartado se van a exponer los conceptos más relevantes que se han tenido en cuenta para cada diseño y simulación.

Para el diseño de las antenas hay que calcular la longitud de onda que se obtiene como: $\lambda = \frac{c}{f}$. Siendo λ la longitud de onda (m), c la velocidad de la luz en el vacío ($3 \cdot 10^8$ m/s) y f la frecuencia (Hz) de trabajo de la antena.

Una vez obtenida la longitud de onda para el cálculo de la longitud de la antena, se obtiene como: $l = \frac{\lambda}{x}$; siendo $x=4$ en el caso del monopolo y 2 en el caso del dipolo, para el *loop* se utiliza cada lado de los cuatro del *loop* calculado con $x=4$. En el capítulo correspondiente a cada tipo de antena se mostrarán los resultados de aplicar estos cálculos según el tipo y la frecuencia de trabajo.

Para las simulaciones estaremos familiarizados con los siguientes parámetros que caracterizan los distintos materiales:

- Constante dieléctrica o permitividad relativa (ϵ_r): parámetro físico que describe qué tanto es afectado por un campo eléctrico un material. El valor 1 corresponde al vacío.
- Tangente de pérdidas dieléctricas ($\tan\delta_\epsilon$): parámetro físico que describe cómo de buen conductor es un material. Mientras menor es el valor mejor aislante es el material.

Como veremos en el capítulo 4, a veces no se nos facilita este parámetro si no que se proporciona la conductividad (σ), la capacidad del material para dejar pasar la corriente eléctrica; con este parámetro y la constante dieléctrica podemos obtener la tangente de pérdidas dieléctricas a través de la siguiente relación: $\tan\delta_\epsilon = \frac{\sigma}{w \cdot \epsilon_r}$; siendo w la frecuencia angular ($w = 2\pi f$).

- Permeabilidad magnética (μ_r): parámetro físico que describe qué tanto es afectado por un campo magnético un material. El valor 1 corresponde al vacío, con valores muy superiores a 1 los materiales son muy magnéticos y con inferiores a 1 a penas magnéticos.
- Tangente de pérdidas magnéticas ($\tan\delta_\mu$): parámetro físico que describe cómo de buen conductor es un material. Mientras menor es el valor mejor aislante es el material.

Los resultados de la simulación que se mostrarán en este trabajo son:

- Parámetro $|S_{11}|$, algunos autores lo llaman pérdidas de retorno: mide la cantidad de energía reflejada respecto a la cantidad de potencia aplicada. Se utiliza para analizar las frecuencias de resonancia de la antena. Se mide en dB respecto a la frecuencia.
- Eficiencia de la antena: es la relación entre la potencia suministrada a la antena y la potencia radiada en la misma. Se muestra en porcentaje y un alto porcentaje indica una buena eficiencia.
- Eficiencia radiada: es el porcentaje de eficiencia que radia la antena.

Si la eficiencia radiada es igual a la eficiencia de la antena o muy próxima entonces la antena está muy bien adaptada a esa frecuencia.

1.6. Breve descripción de los otros capítulos de la memoria

La estructuración de la memoria se hace por capítulos. Se intenta que cada capítulo sea auto concluyente, aunque con un hilo común.

En el primer y actual capítulo se detalla en líneas generales el contenido del trabajo, la planificación seguida para conseguir los objetivos y una breve descripción de los conceptos y principios matemáticos que servirán de guía para los siguientes capítulos.

En el capítulo dos se muestra el estado del arte, donde se han identificado nueve artículos de diferentes autores relacionados con la materia y se han extraído las ideas principales. Se ha elegido la misma estructura para exponer todos los artículos y así lograr una lectura y comprensión más eficiente; esta estructura comienza con la identificación del artículo, siguiéndole el objetivo general que desarrolla, las evidencias empíricas y metodológicas utilizadas, los resultados obtenidos y por último las conclusiones de los autores. Cabe destacar que los artículos estaban redactados en inglés y aquí se ha traducido al español por lo que se ha carecido de entrecomillado (al no ser la transcripción literal) pero todo lo que se dice de cada artículo es extraído del propio no haciéndose interpretaciones personales. Este capítulo cierra con una tabla resumen con las propiedades de todos los materiales que se han expuesto en los artículos.

A continuación, en el capítulo 3 se realizan las simulaciones del monopolo con los diferentes materiales (las propiedades de los materiales son propuestas por el consultor):

- FR4: $\epsilon_r=4.15$, $\tan\delta_\epsilon=0.014$
- MAT2: $\mu_r=4.15$, $\tan\delta_\mu=0.014$
- BaNd_{0.2}Fe_{11.8}O₁₉ /Epoxy composite: $\epsilon_r=14$, $\tan\delta_\epsilon=0.002$, $\mu_r=4$, $\tan\delta_\mu=0.015$
- MAT3: $\epsilon_r=12$, $\tan\delta_\epsilon=0.0027$
- ABD: $\epsilon_r=2$, $\tan\delta_\epsilon=0.02$

Estas simulaciones constan de dos experimentos, en el primero se ha cambiado el grosor del material sin aire entre ambos y en el segundo se ha fijado el grosor del material en 1 mm, pero se ha añadido una capa de aire de diferente grosor entre el monopolo y el material. Para todos los experimentos el monopolo se ha simulado en una PCB de material FR4.

El capítulo cuarto se ha simulado cómo afecta el distanciamiento de una antena del cuerpo humano. Para ello se ha simulado con las características dieléctricas de un abdomen con 25 cm de grosor. Este capítulo se divide en dos grandes bloques, en el primero se realizan las simulaciones comentadas para el diseño de un dipolo, en campo libre, a las frecuencias de 900MHz y 2,45 GHz y en el segundo gran bloque se realizan las mismas simulaciones, pero con el diseño de un *loop* a las mismas frecuencias. Cierra el capítulo una serie de conclusiones sobre qué modelo se adecúa mejor a unas circunstancias u otras.

En el quinto capítulo se exponen las conclusiones más relevantes obtenidas de todo el desarrollo, así como las distancias máximas recomendables a las que estos diseños

(dipolo y *loop*) trabajarían de manera eficiente y para cerrar este capítulo se proponen algunas líneas futuras para continuar con lo expuesto en el presente trabajo.

El capítulo último, el seis, contiene la bibliografía.

2. Estado Del Arte

2.1. Introducción

En este capítulo se recogen varios artículos donde con estudios anteriores sobre el tema de este Trabajo y las conclusiones a las que se ha llegado.

2.2. Artículo 1

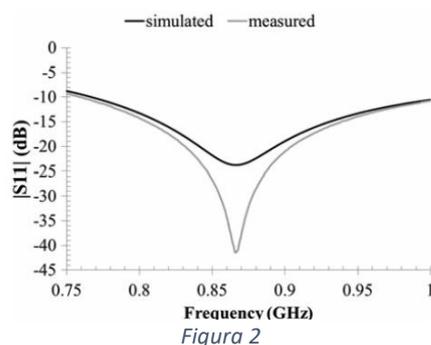
IDENTIFICACIÓN: Aldrigo, M, Costanzo, A, Masotti, D, Baldisserri, C & Dumitru Carmen Galassi, I 2013 'Numerical and experimental characterization of a button-shaped miniaturized UHF antenna on magneto-dielectric', *Int. J. Microwave Wireless Technology*, vol. 5, pp. 231-9 [3]

OBJETIVO GENERAL: Se presenta el diseño y la caracterización de una antena para aplicaciones portátiles a 868 MHz de parche pequeño de banda ancha, basada en un material magneto-dieléctrico barium-strontium hexaferrite $Ba_{0.75}Sr_{0.25}Fe_{12}O_{19}$ se ha sintetizado como el sustrato de la antena para lograr una permeabilidad magnética doble que el vacío en la banda de interés.

EVIDENCIAS EMPÍRICAS Y METODOLÓGICAS UTILIZADAS:

- Las hexaferritas muestran una estructura cristalina similar a la magnetoplumbita (es decir, cúbico-hexagonal), con alta anisotropía magnetocristalina y una dirección preferida de magnetización.
- FMR de alta frecuencia debido a sus valores moderados de permitividad y permeabilidad relativas, gran campo de anisotropía y bajas pérdidas por corrientes de Foucault.
- Las hexaferritas de tipo M cuya fuerte anisotropía nos permite extender el límite de frecuencia expresado por la ley de Snoek, es decir, se puede observar una FMR más alta: $w_r^{min} \mu'_i = \gamma 4\pi M_s \sqrt{\frac{H_{k\theta}}{H_{k\Phi}}}$.
- A la frecuencia de diseño de 868 MHz, el BSFO tiene un valor de $\epsilon' \approx 12$ y un valor de $\mu' \approx 2$, con tangente de pérdida dieléctrica ≈ 0.01 y tangente de pérdida magnética metro ≈ 0.38 . Esto da como resultado un índice de refracción de 5 aproximadamente; por lo tanto, la longitud de onda efectiva reducida es $\lambda_g \approx \frac{\lambda_0}{5}$ (donde λ_0 es la longitud de onda del espacio libre).

RESULTADOS:



En la banda 750 MHz – 1 GHz, las dos curvas exhiben una $|S_{11}|$ más bajo que -10 dB en toda la banda, esto corresponde a un ancho de banda relativo del 29%, que es el resultado de las propiedades del sustrato diseñado, mientras que una característica típica de las antenas de parche es la banda estrecha (alrededor del 4% del ancho de banda relativo en la mayoría de los casos). Esto podría considerarse como una gran ventaja en

términos de robustez de la antena frente a tolerancias mecánicas y diferentes aplicaciones estándar

CONCLUSIÓN: Esta contribución ha introducido la síntesis de un innovador MD material (barium-strontium hexaferrite, BSFO) y su caracterización EM para ser adoptada como el sustrato para el diseño de una antena de parche portátil, eléctricamente pequeña, en la banda de 868 MHz. Se ha fabricado un primer prototipo y su rendimiento de campo cercano y campo lejano se ha investigado exhaustivamente de forma numérica y experimental. Las simulaciones y mediciones del prototipo han demostrado un muy buen acuerdo. Este resultado puede considerarse como el punto de partida para futuras investigaciones en el campo de las antenas MD, con diseños innovadores, que explotan las propiedades magnéticas de los sustratos de la mejor manera.

2.3. Artículo 2

IDENTIFICACIÓN: Arslan, R & Khan, A 2010, 'Use of high permittivity ceramic (block) in small antenna design', *IEEE International Conference on Intelligent and Advanced Systems*, pp. 1-6. [8]

OBJETIVO GENERAL: Cómo se ven afectados los parámetros fundamentales de un monopolo pequeño si se introduce material dieléctrico de alta permitividad en la estructura, lograr una antena más compacta y miniaturizada para aplicaciones de teléfonos móviles también fue parte del objetivo.

EVIDENCIAS EMPÍRICAS Y METODOLÓGICAS UTILIZADAS:

- El material dieléctrico se colocó debajo de la antena monopolo de forma estratégica para que los campos en la cavidad se perturben de manera que la frecuencia de funcionamiento del parche se reduzca, lo que produce una antena más compacta a frecuencias más bajas.

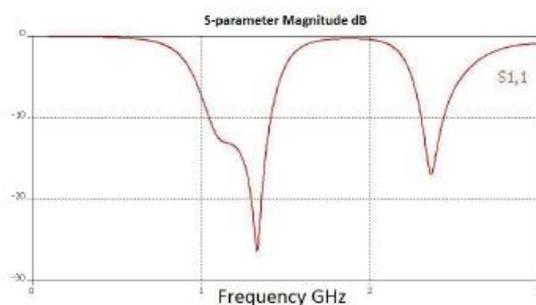


Fig. 3. Return Loss S_{11} without dielectric loading

Figura 3

RESULTADOS:

El ancho se reduce casi exponencialmente con el aumento de la constante dieléctrica.

La razón de este desarrollo inusual es cuando el campo eléctrico se irradia hacia el bloque dieléctrico debido al efecto de franjas del parche conductor. El campo eléctrico agita con $\theta > \theta_c$ ($c\theta_c =$ ángulo crítico) están atrapados dentro del bloque como modos dieléctricos guiados. Estas ondas experimentan múltiples reflejos dentro de la cavidad del bloque dieléctrico

y luego se refractan en la interferencia dieléctrico-aire. Estas ondas de campo eléctrico refractadas pueden haber producido una frecuencia resonante muy radiante y, por lo tanto, aumentar el ancho de banda.

Aquí las gráficas con los distintos ϵ_r [4 – 21]

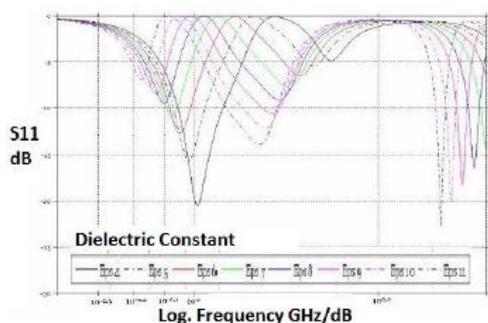


Fig. 4. Plot of Return Loss S_{11} vs. Logarithmic Frequency with Dielectric Constant sweep $\epsilon_r = 4 - 11$

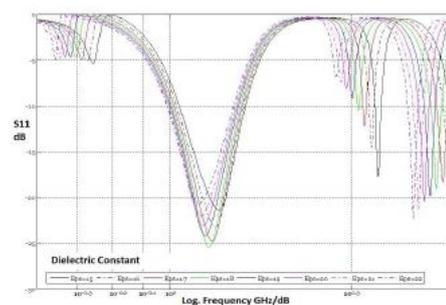


Fig. 5. Plot of Return Loss S_{11} vs. Logarithmic Frequency with Dielectric Constant sweep $\epsilon_r = 15 - 21$

Figura 4

CONCLUSIÓN: Normalmente en la simulación, el desplazamiento de las frecuencias para la antena monopolo fue hacia la banda inferior, pero en este caso de la antena prototipo, la frecuencia de resonancia se desplazó hacia la banda superior. Esto puede deberse a que la longitud eléctrica de la antena (parte metálica y pin de alimentación) disminuye, ya que la estructura metálica en el prototipo no es uniforme y también está hecha de piezas que luego se unen entre sí mediante soldadura. El campo eléctrico ondulado del metal causa la excitación de los modos en el bloque de cerámica debajo, una razón podría ser que el acoplamiento no es tan bueno como se suponía en el modelo de software.

2.4. Artículo 3

IDENTIFICACIÓN: Bancha Luadang, Rewat Senathong & Chuwong Phongcharoenpanich 2018, 'Magneto dielectric-laden miniaturized wideband meander line antenna for mobile devices', *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2018. [11]

OBJETIVO GENERAL: Miniaturized wideband meander line antenna (MLA) que utiliza un material magneto dieléctrico (MD). El MLA propuesto adjunta los planos de tierra inferior y superior del chasis tipo carpeta, conectados eléctricamente por una tira de conexión a tierra. El material MD (ECCOSORB MF-124) se cargó posteriormente en el área del elemento de acoplamiento del MLA. El MLA cargado de MD era ultracompacto ($10 \text{ mm} \times 25 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$), con el tamaño eléctrico de $0.015 \lambda \times 0,039 \lambda \times 0.0015 \lambda$ a 470MHz. Para verificar, se fabricó una antena prototipo y se realizaron los experimentos.

EVIDENCIAS EMPÍRICAS Y METODOLÓGICAS UTILIZADAS:

TABLE 1: The simulated relative permittivity and permeability of ECCOSORB Mf-124 for various operating frequencies (470–960 MHz).

Operating band/(MHz)	ϵ'	$\tan \delta_\epsilon$	μ'	$\tan \delta_\mu$
DVB-H/470	22.30	0.011	7.22	0.111
DVB-H/666	22.27	0.016	7.12	0.157
DVB-H/862	22.25	0.018	7.05	0.180
LTE13/766	22.24	0.020	6.99	0.199
GSM/850	22.23	0.020	6.98	0.202
GSM/900	22.22	0.021	6.96	0.211

Tabla 1

RESULTADOS: En la figura 3 se observa el comportamiento sin el MD y en la figura 5 con el MD, en la figura 12 se muestra una comparativa de la simulación con las medidas que se han obtenido.

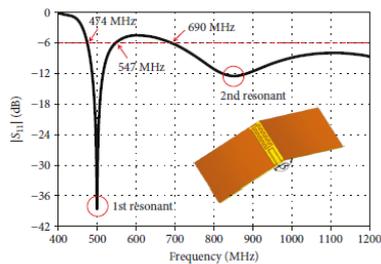


FIGURE 3: Simulated $|S_{11}|$ of the proposed meander line antenna without MD (non-MD MLA).

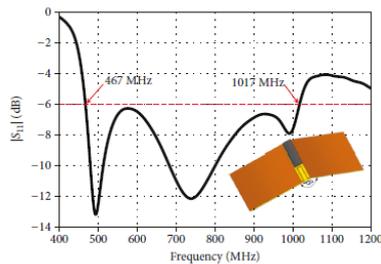


FIGURE 5: Simulated $|S_{11}|$ of the proposed meander line antenna with MD (MD-laden MLA).

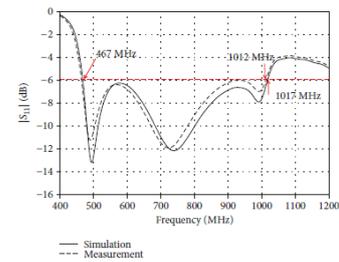


FIGURE 12: The simulated and measured $|S_{11}|$ of the MD-loaded MLA relative to frequency.

Figura 5

CONCLUSIÓN:

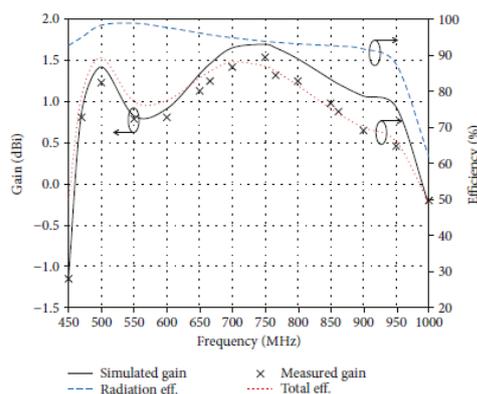


Figura 6

La radiación simulada y la eficiencia total del MD-laden MLA fue del 91.7 - 95,6% y 69,9 - 85,5%, respectivamente.

El ancho de banda de impedancia medido ($|S_{11}| < -6dB$) cubrió el rango de frecuencia de 467 - 1012MHz (73.6%), con un patrón de radiación omnidireccional. La radiación de eficiencia superaba el 90%, lo que la hacía adecuada para las aplicaciones DVB-H / LTE13 / GSM850 / 900. La principal ventaja del MLA cargado de MD radica en su tamaño ultracompacto y, por lo tanto, puede integrarse

fácilmente en los dispositivos móviles pequeños.

2.5. Artículo 4

IDENTIFICACIÓN: Byeong-Yong Park, Myung-Hun Jeong & Seong-Ook Park 2014, 'ParkA magneto-dielectric handset antenna for LTE/WWAN/GPS applications', *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13. [15]

OBJETIVO GENERAL: se presenta una antena interna alimentada por acoplamiento basada en material MD. Su línea de alimentación, que actúa como un radiador, y una línea de cortocircuito acoplada se minimizan debido al uso de un material MD "MF-112". Además, la capacitancia parásita es inducida por ramas superpuestas de la línea de alimentación, y las frecuencias de resonancia en la banda baja se desplazan efectivamente a una frecuencia más baja. Se logran dos amplias bandas operativas que cubren no solo la banda de 748–960 MHz sino también la banda de 1575.42–2690 MHz para aplicaciones LTE, WWAN y GPS. La antena MD propuesta se verifica utilizando el software de simulación Ansoft HFSS ver. 13.0.

EVIDENCIAS EMPÍRICAS Y METODOLÓGICAS UTILIZADAS:

- Características del material “MF-112”:
- La antena MD se coloca en la posición superior de una PCB FR4 con una permitividad relativa de 4.4 y una tangente de pérdida de 0.02.

TABLE I
MEASURED AVERAGE VALUES OF THE RELATIVE PERMITTIVITY AND PERMEABILITY OF MF-112

Average value	ϵ_r'	$\tan \delta_e$	μ_r'	$\tan \delta_m$
Low band (748-960 MHz)	4.18	0.022	1.56	0.035
High band (1575.42-2690 MHz)	4.19	0.035	1.51	0.066

Tabla 2

RESULTADOS:

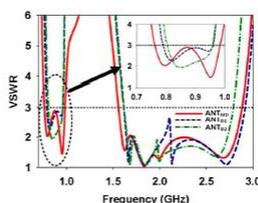


Fig. 8. Simulated VSWR for the proposed MD and dielectric antennas.

Figura 7

Para confirmar el efecto de MF-112 en la reducción del tamaño de la antena, la antena MD propuesta se comparó con antenas dieléctricas. Las antenas dieléctricas se optimizaron ajustando las dimensiones físicas. La figura 8 representa el VSWR simulado para esas tres antenas. La antena MD tiene un ancho de banda más amplio y cubre la banda inferior que las antenas dieléctricas, lo que es significativo porque el bajo rendimiento de la banda está estrechamente

relacionado con el tamaño físico de las antenas y no puede mejorarse fácilmente cambiando las dimensiones físicas de la antena.

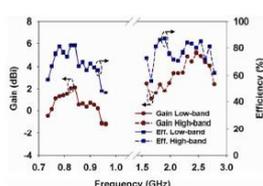


Fig. 9. Measured peak gain and radiation efficiency of the proposed MD antenna.

Figura 8

La figura 9 muestra la ganancia pico medida y la eficiencia total de la antena MD propuesta. La ganancia de antena es aproximadamente 1.18–2.12 dBi sobre la banda baja (748–960 MHz), y 1.05–5.19 dBi sobre la banda alta (1575.42–2690 MHz). La eficiencia de radiación medida es aproximadamente 47%–82% sobre el nivel bajo

CONCLUSIÓN: Con base en los resultados, se encuentra que una pequeña permeabilidad es suficientemente efectiva en términos de miniaturización de antena y ancho de banda.

La antena propuesta combina una configuración de alimentación acoplada con un material MD disponible comercialmente, que tiene propiedades de pérdida permitidas. Además, se emplea una línea de alimentación monopolo en forma de T. Puede servir para reducir las resonancias, especialmente en la banda baja. La antena MD propuesta tiene una mejor adaptación de impedancia y ancho de banda en comparación con las antenas dieléctricas que tienen la misma estructura. En base a los resultados medidos, incluida la pérdida de retorno, la ganancia máxima y la eficiencia de radiación, la antena MD desarrollada es un buen candidato para terminales móviles prácticos.

2.6. Artículo 5

IDENTIFICACIÓN: Cheon, Y Lee, J & Lee, J 2012, 'Quad-band monopole antenna including LTE 700 MHz with magneto-dielectric material', *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 137-140. [21]

OBJETIVO GENERAL: Se presenta un material magneto-dieléctrico (MD), que tiene una pérdida magnética permisible y una permeabilidad moderada para la banda de

comunicación inalámbrica. Se propone una antena monopolar de banda cuádruple con el material MD y se compara con una antena con material dieléctrico.

EVIDENCIAS EMPÍRICAS Y METODOLÓGICAS UTILIZADAS:

- Material MD Y-type hexagonal ferrite ($Ba_2Co_2Fe_{12}O_{22}$):
 - $\epsilon_r = 12.7$, $\tan\delta_\epsilon = 0.0065$ y $\mu_r = 2.1$, $\tan\delta_\mu = 0.0474$
- Material dieléctrico: $\epsilon_r = 13$

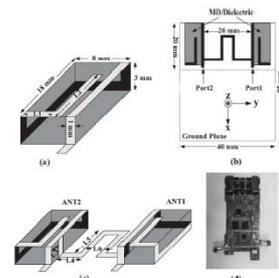


Fig. 2. Geometries of the proposed quasi-band monopole antenna and MIMO antenna. (a) Detail of the single antenna. (b) Top view. (c) Detail of the MIMO antenna. (d) Picture of the MIMO antenna.

Figura 9

RESULTADOS:

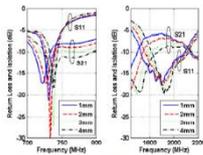


Fig. 5. The measured S_{11} and S_{21} of the MD MIMO antenna varying the position (L_3) of the neutralization line with fixed length and gap ($L_4 = 8$ mm, $L_5 = 12$ mm, $L_6 = 2$ mm).

Figura 10

Al estudiar el efecto de la posición, la longitud y la brecha de la neutralización, la línea de acoplamiento mutuo entre las antenas, el S_{11} y el S_{21} se han medido con diferentes L_3 , L_4 , L_5 y L_6 . El ancho de la línea de neutralización es de 1 mm. La Fig. 5 muestra las pérdidas de retorno medidas y los aislamientos para variar la posición (L_3) de la línea de neutralización con longitud fija (L_5) y brecha (L_4 y L_6). Para la Banda 17 de LTE, a medida que aumenta, es decir, la línea de neutralización está lejos de las alimentaciones el mínimo S_{11} de la frecuencia de resonancia son cambiado a alta frecuencia, se mejora el S_{21} a 746 MHz, y el S_{21} a 704 MHz empeora.

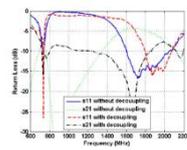


Fig. 7. Measured S_{11} and S_{21} of the MD MIMO antenna with and without the neutralization line ($L_3 = 3$ mm, $L_4 = 8$ mm, $L_5 = 4$ mm, $L_6 = 9$ mm, $L_7 = 13$ mm, $L_8 = 6$ mm).

Figura 11

Teniendo en cuenta las mediciones, la antena MIMO con el material MD, y el rendimiento medido pérdidas y aislamientos de la antena con y sin la línea de neutralización se muestra en la Fig. 7. Sin la línea de neutralización, la antena MD MIMO tiene el ancho de banda de impedancia dB de 704–757 MHz (7.2%) y el nivel de 7 dB a la frecuencia resonante para la banda 17 de LTE. Con la línea de neutralización, la antena MD MIMO tiene el ancho de banda de impedancia de 703–746 MHz (5.85%) y el nivel de 8 y 11 dB en los bordes de la banda para la banda 17 de LTE. Para la banda de alta frecuencia, el máximo del nivel de la antena MD MIMO es de 8 dB a 1991 MHz.

TABLE II
MEASURED TOTAL EFFICIENCIES FOR THE MD MIMO ANTENNA

Efficiency (%)	704 MHz (ANT1/ANT2)	746 MHz (ANT1/ANT2)
MD	35/35	32/33
DCS (ANT1/ANT2)	PCS (ANT1/ANT2)	W-CDMA (ANT1/ANT2)
58/60	62/64	58/54

Tabla 3

La tabla II muestra el total medido eficiencias para la antena MD MIMO. Las eficiencias totales medidas de la antena MD MIMO tanto para la banda 17 de LTE como para la banda de alta frecuencia son lo suficientemente

altas para aplicaciones prácticas, lo que demuestra que el MD desarrollado es útil para sistemas de comunicación inalámbricos

CONCLUSIÓN: Las propiedades eléctricas medidas del material magneto-dieléctrico desarrollado, ferrita hexagonal de tipo Y tienen una pérdida perceptiblemente baja y una permeabilidad moderada para la banda de comunicación inalámbrica. Se propone la antena monopolo con el MD para la banda LTE 17 y la banda de alta frecuencia (1710–2170 MHz) y se compara con la antena con el material dieléctrico que tiene la misma permitividad con el MD.

Además, se desarrolla la antena MIMO con el material MD. Demostramos que el MD desarrollado es efectivo para la miniaturización de la antena, y la antena MD tiene un ancho de banda de impedancia más amplio que la antena dieléctrica para la banda LTE

17. A 730 MHz, la antena MD tiene una eficiencia menor que la antena dieléctrica debido a la pérdida magnética. En los bordes de la banda, la antena MD tiene una mayor eficiencia que la antena dieléctrica para la banda 17 de LTE. Para la banda de alta frecuencia, la antena MD tiene eficiencias totales lo suficientemente altas. Por lo tanto, se encuentra que el MD desarrollado es prácticamente aplicable para los sistemas de comunicación móviles.

2.7. Artículo 6

IDENTIFICACIÓN: Ferrero, A, Chevalier, JM, Ribero, R, Staraj, J, Mattei, L & Queffelec, Y 2011, 'A new magneto-dielectric material loaded, tunable UHF antenna for handheld', *IEEE antennas and Wireless*, vol. 10. [32]

OBJETIVO GENERAL: Se investiga el impacto de un resonador magneto-dieléctrico en una antena DVB-H. Se propone una antena reconfigurable de frecuencia que utiliza una estructura de antena monopolar plegada y diodos varactores. Se realizan dos diseños diferentes con y sin el resonador.

EVIDENCIAS EMPÍRICAS Y METODOLÓGICAS UTILIZADAS:

- Material magnético-dieléctrico, LabSTICC, $\text{Ni}_{0.5}\text{Zn}_{0.3}\text{Co}_{0.2}\text{In}_{0.02}\text{Fe}_{1.98}\text{O}_4$:

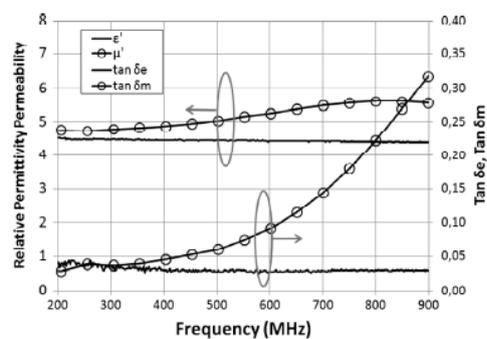


Fig. 2. Measured permeability, permittivity, and corresponding losses of the magneto-dielectric ceramic used.

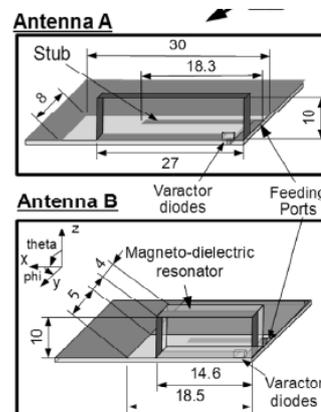


Figura 12

- Las antenas se diseñan sobre FR4: $\epsilon_r = 4.7$, $\tan\delta_\epsilon = 0.02$

RESULTADOS: Mediciones de pérdida de retorno de las antenas A y B versus frecuencia

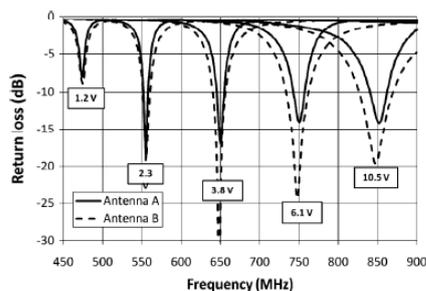


Fig. 5. Return loss for antennas A and B for different reverse voltages.

Figura 13

para los voltajes de polarización inversa del varactor que varían entre 1.2 y 10.5 V se presentan en la Fig. 5. La frecuencia de operación se sintonizó continuamente sobre la banda DVB-H. En cuanto al ancho de banda, en el retorno es de -6 dB más estrecho (9 MHz) se midió a 474 MHz para la antena A. A pesar del hecho que la antena B es más pequeña que la antena A, la antena B tiene un mayor ancho de banda para todos los diferentes voltajes. A 850 MHz, el ancho de banda de pérdida de retorno de -6 dB es de 50 MHz para la antena A y 80 MHz para la antena B. Este efecto se debe principalmente a las pérdidas en el

material magneto-dieléctrico y el ancho de banda la ampliación es mayor a frecuencias más altas donde magnético Las pérdidas son más fuertes.

CONCLUSIÓN: A pesar de una reducción de tamaño de 2.6, los anchos de banda de pérdida de retorno se amplían utilizando el material magneto-dieléctrico. Sin embargo, la ganancia se reduce en una proporción promedio de 3,3 dB en toda la banda DVB-H. En este caso, el uso de un material magneto-dieléctrico puede ser una buena compensación cuando se dedica un pequeño volumen a las antenas en el dispositivo. Finalmente, ambas antenas cumplen el retorno pérdida de especificaciones DVB-H.

2.8. Artículo 7

IDENTIFICACIÓN: Kim, BN, Park, SO, Oh, JK & Koo, GY 2010, 'Wideband built-in antenna with new crossed c-shaped coupling feed for future mobile phone application', *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 9, P. 572. [51]

OBJETIVO GENERAL: Se presenta una antena incorporada de banda ancha con una nueva estructura de alimentación de acoplamiento en forma de C cruzada para terminales inalámbricos. Con el esquema de diseño propuesto, se prueba una antena integrada de 10 bandas que cubre LTE700 / GSM850 / GSM900 / DCS1800 / PCS1900 / WCDMA / WiBro2350 / Bluetooth / WiMAX2500 / LTE2600. La antena podría estar disponible para el futuro servicio 4G y para los servicios actuales 2G / 3G. Esta novedosa antena de auricular incorporada de 10 bandas se desarrolla dentro de los límites para teléfonos inteligentes recientes o personales aplicaciones de asistente digital (PDA).

EVIDENCIAS EMPÍRICAS Y METODOLÓGICAS UTILIZADAS:

- ABS Polymer:
 - $\epsilon_r = 3.2, \tan\delta_\epsilon = 0.003$

RESULTADOS:

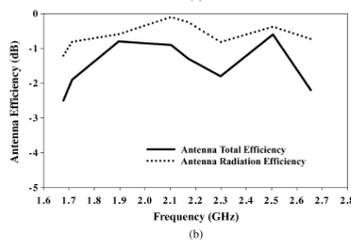
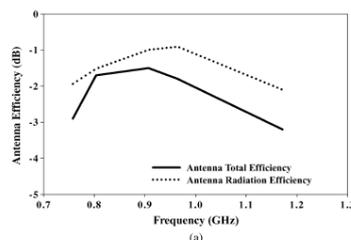


Fig. 5. Measured radiation efficiency and total efficiency in (a) low band and (b) high band.

Figura 15

La eficiencia total de la antena medida y la eficiencia de la radiación se muestran en la Fig. 5.

Sobre la banda GSM850 / 900 (Fig. 5 (a)), la eficiencia de la radiación es más que -1.6 dB (69%), en particular, para la banda LTE700 (la banda de dividendo digital, 790-862 MHz), la eficiencia total de radiación medida es al menos -2,2 dB (60%). También es más alto que el rendimiento requerido de la eficiencia de radiación de la antena LTE, que es de -5 dB (32%). Para la banda DCS / PCS / WCDMA / Bluetooth / WiMAX / LTE2600 en la Fig. 5 (b), la eficiencia de radiación también es superior a -1.1 dB (77%). Para uno de los parámetros más importantes, la eficiencia de radiación total de la antena también se mide en la Fig. 5 (a) y (b). Para la cobertura 2G 3G, tiene un mínimo de eficiencia total de -3 dB en la banda deseada (GSM850 / GSM900 / DCS /

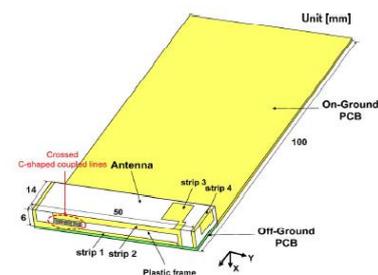


Fig. 1. Three-dimensional perspective view of the antenna.

Figura 14

PCS / WCDMA). Además, para las bandas 4G, tiene una eficiencia total mínima de -2.2 dB en el LTE700 y -2.4 dB en el LTE2600.

CONCLUSIÓN: Los anchos de banda de impedancia de banda ancha para la operación de 10 bandas que involucran 2G / 3G actuales, así como las siguientes frecuencias 4GLTE se logran a través de la estructura de onda lenta propuesta entre la línea de alimentación y la línea en corto. Con este esquema de diseño propuesto, se ha determinado que la antena propuesta tiene potencial de aplicación en las próximas comunicaciones móviles 2G / 3G / 4G debido a su rendimiento eléctrico sólido y dimensiones geométricas compactas. La antena incorporada fabricada con la nueva estructura propuesta demuestra un buen acuerdo entre los resultados medidos y simulados. La antena diseñada podría ser adecuada para las próximas aplicaciones 2G / 3G / 4G.

2.9. Artículo 8

IDENTIFICACIÓN: *Kyu Han, Madhavan Swaminathan, Raj Pulugurtha, Himani Sharma, Rao Tummala, Songnan Yang & Vijay Nair 2016, 'Magneto-dielectric nanocomposite for antenna miniaturization and SAR reduction', IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 15. [55]*

OBJETIVO GENERAL: Se presenta una antena F invertida plana de meandro de 900 MHz (PIFA) sobre un sustrato de nanocompuesto magneto-dieléctrico (MDNC) para la comunicación móvil. Las nanopartículas de cobalto se sintetizaron con matriz polimérica, y sus propiedades se midieron hasta 4 GHz. Se comparó el ancho de banda, la ganancia y la eficiencia de radiación de la antena en diferentes sustratos (MDNC, material High K y FR4). Se estudiaron los efectos de la cabeza debido a la antena, y se calculó la tasa de absorción específica (SAR).

EVIDENCIAS EMPÍRICAS Y METODOLÓGICAS UTILIZADAS:

- Material MDNC:
 - $\epsilon_r = 8$, $\tan\delta_\epsilon = 0.0054$ y $\mu_r = 2$, $\tan\delta_\mu = 0.1$

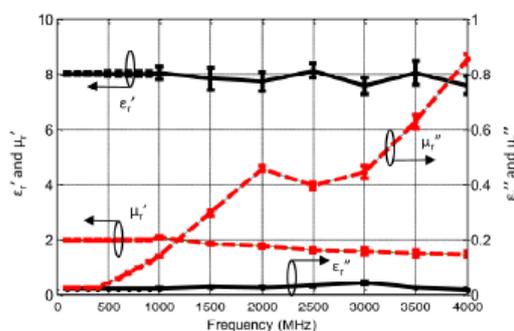


Fig. 2. Extracted relative permittivity and permeability of MDNC.

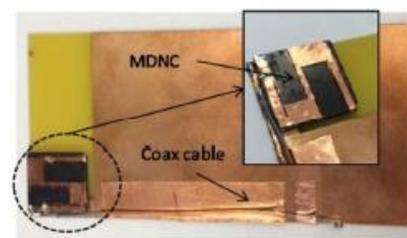


Fig. 7. Photograph of PIFA_{MDNC}.

Figura 16

RESULTADOS: La antena fabricada se midió usando un analizador de red vectorial (VNA) con calibración corta, abierta, de carga y de empuje (SOLT) en una cámara anecoica. Se obtuvo un ancho de banda de frecuencia de operación de 2: 1 VSWR de 911 a 981 MHz, que corresponde a un ancho de banda de 7.4%. La eficiencia de radiación medida fue del 51% al 61,7% sobre la banda de frecuencia, mientras que la eficiencia de radiación

simulada fue del 60% al 76% sobre la misma banda. La ganancia de antena medida fue de aproximadamente 0.3–0.2 dBi sobre la banda, que se compara con la ganancia simulada de 0.61–1.29 dBi sobre la misma banda de frecuencia. La simulación y la medición mostraron alguna diferencia, que puede atribuirse a la diferencia de tamaño durante el proceso de fabricación, las propiedades dependientes de la frecuencia del material MDNC y el efecto del cable coaxial utilizado para las mediciones.

CONCLUSIÓN: El material nanocompuesto magneto-dieléctrico se sintetizó mezclando partículas de metal cobalto y material dieléctrico de fluoropolímero. La permitividad y permeabilidad del material se extrajo hasta 4 GHz. Se diseñó un PIFA serpenteante sobre sustrato MDNC, y se midió su patrón de radiación, ancho de banda y eficiencia. La antena propuesta se comparó con antenas en sustratos de alta dieléctrica y FR4. La antena en sustrato MDNC mostró un rendimiento aceptable para aplicaciones móviles de mano en un tamaño pequeño. Aunque la antena MDNC mostró una menor eficiencia de radiación que otras antenas debido a la alta pérdida magnética, la eficiencia lograda cumplió con los requisitos, mientras que la mayor pérdida magnética redujo el SAR debido a la antena. Los resultados de la simulación demuestran que el MDNC reduce los efectos de la cabeza y la pérdida magnética del MDNC ayuda a disminuir el SAR debido a la antena. La ganancia medida y la eficiencia de la antena propuesta cumplen los requisitos para un dispositivo portátil práctico, ya que solo se requiere un 30% de eficiencia de radiación para esta banda operativa en la mayoría de las aplicaciones.

2.10. Artículo 9

IDENTIFICACIÓN: Sun, WJ, Yang, WW & Chen, WX 2017, 'Wideband low-profile low-temperature co-fired ceramic patch antenna with a differential-fed structure', *Journal of Engineering The*, no. 6, pp. 254-256. [87]

OBJETIVO GENERAL: En este estudio se propone una nueva antena de parche de banda ancha con una estructura de alimentación diferencial. Para esta antena, un parche en forma de H es primero adoptado para construir un diseño compacto. Luego, al introducir un par de placas de pared a través del esquema de alimentación diferencial, se pueden lograr patrones de radiación favorables y un ancho de banda operativo mejorado en un nivel bajo. Además, se incorpora Marchand balun en el diseño general para facilitar la prueba y la integración directa con los circuitos de radiofrecuencia de extremo único existentes. La antena propuesta, que está diseñada y fabricada, utiliza co-temperatura baja. La tecnología de cerámica roja podría utilizarse para desarrollar un sistema altamente integrado.

EVIDENCIAS EMPÍRICAS Y METODOLÓGICAS UTILIZADAS:

- LTCC substrate:
 - $\epsilon_r = 5.9, \tan\delta_\epsilon = 0.002$

RESULTADOS: Para la verificación se utiliza un prototipo de antena con una altura total de $0.06 \lambda_0$ (incluyendo un parche alimentado diferencialmente con $0.04 \lambda_0$ de espesor y Marchand balun con $0.02 \lambda_0$ de espesor). Para simplificar el procedimiento de prueba, se utiliza una placa PCB convencional (Rogers 4003C, constante dieléctrica = 3.38, espesor = 0.813 mm) como plano de tierra que contiene una línea de microstrip corta. Un extremo de la línea de microstrip se maneja con el puerto de entrada del balun mientras que el otro extremo está conectado con una sonda coaxial de alimentación. Se encuentra que el ancho de banda de impedancia medido para $|S_{11}| < -10$ dB es 11.2%, que van desde 9.88 a 11.05 GHz, que es ligeramente más estrecho que la simulación debido principalmente a la tolerancia de fabricación. La ganancia máxima medida es de 7.1 dBi a 10.8 GHz. Atribuyendo al mecanismo de alimentación diferencial, la polarización cruzada simulada del plano H es < -40 dB. Como el nivel de polarización cruzada es muy sensible al error de la máquina y al entorno del sistema de medición, los niveles de polarización cruzada se degradan a -20 dB dentro del ancho de haz de 3 dB para ambos. Sin embargo, todavía es mucho mejor que la antena de parche de un solo extremo. Como se esperaba, los patrones de radiación de copolarización son simétricos con respecto a la penetración dentro de toda la banda.

CONCLUSIÓN: El prototipo de antena alcanza un ancho de banda de impedancia amplio del 11,2% para $|S_{11}| < -10$ dB, una baja polarización cruzada mejor que -20 dB, y una ganancia máxima de 7.1 dB. La antena propuesta presenta ancho de banda de alta impedancia y alta integración, que es adecuado para aplicaciones de sistema en paquete.

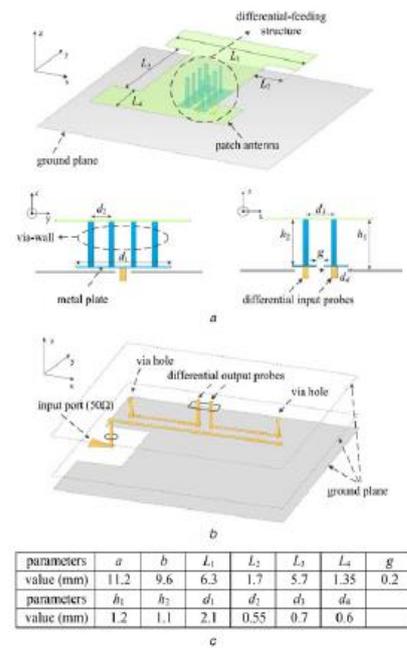


Fig. 1 Structure of the proposed LTCC integrated antenna
a Differential-fed patch antenna
b Marchand balun
c Detailed design parameters

Figura 17

2.11. Resumen de materiales

MATERIAL	f (MHz)	ϵ_r	$\tan\delta_\epsilon$	μ_r	$\tan\delta_\mu$
Dieléctrico		[4-21]			
FR4		4.4	0.02		
Barium-strontium hexaferrite $\text{Ba}_{0.75}\text{Sr}_{0.25}\text{Fe}_{12}\text{O}_{19}$	868	12	0.01	2	0.38
ECCOSORB MF-14	470	22.30	0.011	7.22	0.111
	666	22.27	0.016	7.12	0.157
	862	22.25	0.018	7.05	0.180
	766	22.24	0.020	6.99	0.199
	850	22.23	0.020	6.98	0.202
	900	22.22	0.021	6.96	0.211
MF-112	748-960	4.18	0.022	1.56	0.035
	1575.42-2690	4.19	0.035	1.51	0.066
Hexagonal ferrite ($\text{Ba}_2\text{Co}_2\text{Fe}_{12}\text{O}_{22}$)	800	12.7	0.0065	2.1	0.0474
LabSTICC, ($\text{Ni}_{0.5}\text{Zn}_{0.3}\text{Co}_{0.2}\text{In}_{0.02}\text{Fe}_{1.98}\text{O}_4$)	800	4.5	0.28	0.5	0.22
ABS Polymer		3.2	0.003		
MDNC	1000	8	0.024	2	0.1
LTCC substrate		5.9	0.002		

Tabla 4 Resumen material estado del arte

3. Simulaciones Monopolo sobre diferentes materiales

3.1. Introducción

En este capítulo vamos a estudiar cómo afecta el material con diferentes grosores sobre el que se coloca un monopolo con un ground plane en la primera parte del capítulo y en la segunda parte, vemos cómo se comporta si entre el material y el monopolo existe una separación de diferentes grosores (capa de aire).

3.2. Diseño del monopolo

El monopolo se diseña para resonar a una frecuencia en espacio de libre de 5GHz:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{5 \cdot 10^9} = 0.06m, \text{ por tanto, la longitud del monopolo debe ser: } l = \frac{\lambda}{4} = \frac{0.06}{4} = 0.015m.$$

Este monopolo se conecta a un ground plane rectangular de 120mm x 60mm, como se muestra en la siguiente figura:

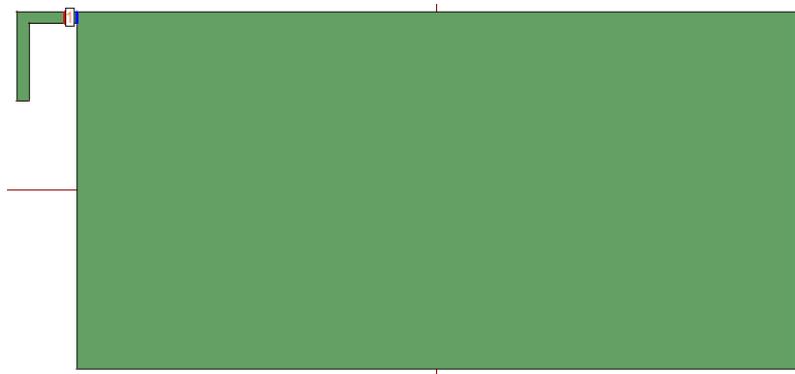


Figura 18 Monopolo, puerto y ground plane

Para los siguientes apartados el monopolo y ground plane están sobre una capa de 1mm de grosor de FR4 con las siguientes propiedades: $\epsilon_r=4.15$, $\tan\delta_\epsilon=0.014$.

3.3. Simulaciones con monopolo sobre materiales sin capa de aire

En este apartado se va a simular el monopolo con el ground plane sobre los siguientes materiales:

- FR4: $\epsilon_r=4.15$, $\tan\delta_\epsilon=0.014$
- MAT2: $\mu_r=4.15$, $\tan\delta_\mu=0.014$
- BaNd_{0.2}Fe_{11.8}O₁₉ /Epoxy composite: $\epsilon_r=14$, $\tan\delta_\epsilon=0.002$, $\mu_r=4$, $\tan\delta_\mu=0.015$

Y además se va a ver el efecto que tiene si varía el grosor, simulando con grosores de 1mm, 2mm, 5mm y 10mm.

En el IE3D se dibuja el monopolo en una capa de FR4 y sobre esta se pone otra capa que tendrá el grosor y las propiedades de cada material. En la Tabla 5 se aprecian con detalle la estructura:

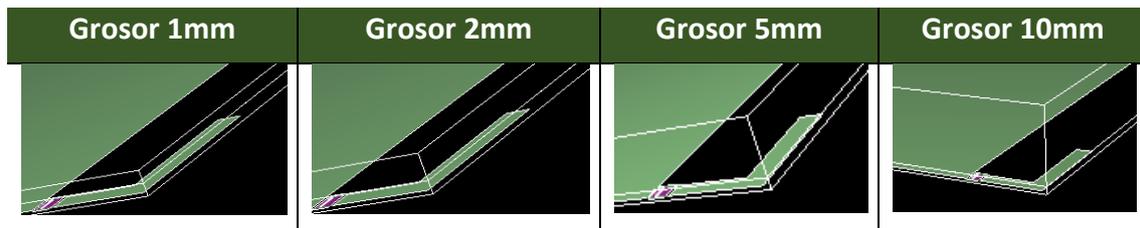


Tabla 5 Vista 3D del material y monopolo simulado en IE3D

	No. 3: D	Ztop=1e+015	T=1e+015	Epsr=1	TanD(E)=-0	Mur=1	TanD(M)=-0	Sigma=(0, 0)	Ei=0	Fd=0	Cmt=
	No. 2: D	Ztop=2 T=1	Epsr=4.15	TanD(E)=0.014	Mur=1	TanD(M)=0	Sigma=(0, 0)	Ei=0	Fd=0	Cmt=	
	No. 1: D	Ztop=1 T=1	Epsr=4.15	TanD(E)=0.014	Mur=1	TanD(M)=0	Sigma=(0, 0)	Ei=0	Fd=0	Cmt=	
	No. 0: D	Ztop=0	Epsr=1	TanD(E)=-0	Mur=1	TanD(M)=-0	Sigma=(0, 0)	Ei=0	Fd=0	Cmt=	

Figura 19 Capas en el IE3D

Para las demás simulaciones se mantienen los parámetros a diferencia de las propiedades de la capa superior y de la Ztop y T de la capa 2 que varía en función del grosor tomando los siguientes valores:

Grosor	Ztop	T
1mm	2	1
2mm	3	2
5mm	6	5
10mm	11	10

Tabla 6 Grosos utilizados para las capas

Los parámetros de simulación son los siguientes y se mantienen invariantes para todas las simulaciones:

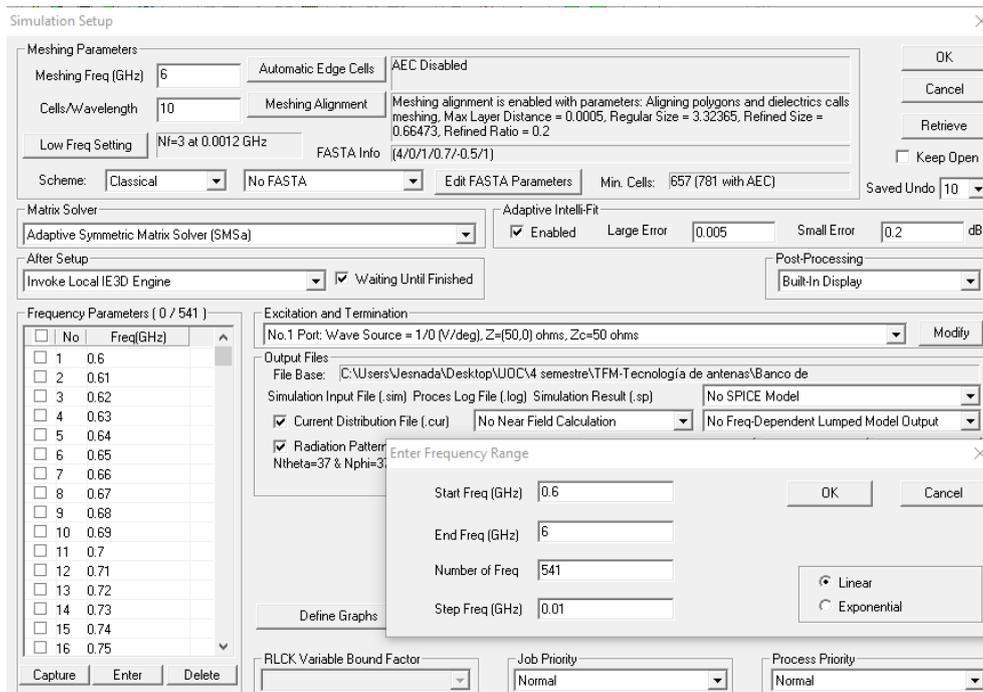


Figura 20 Parámetros de simulación en el IE3D

Desde la frecuencia de 600MHz hasta 6GHz con pasos de 0.01GHz y 10 celdas por longitud de onda.

NOTA: a partir de los resultados obtenidos en el apartado 3.3.1, viendo que la frecuencia de resonancia se baja sobre los 3GHz para las siguientes simulaciones se utilizan los siguientes parámetros, ya que simular por encima de 3GHz no tiene relevancia para el presente trabajo:

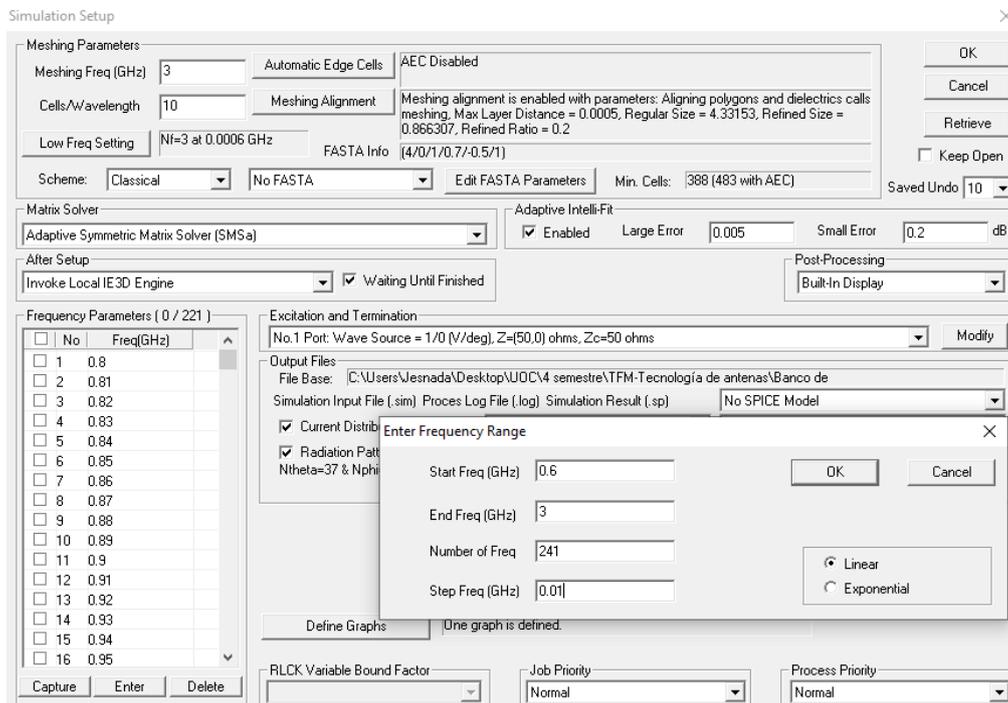


Figura 21 Parámetros de simulación en el IE3D

Se comprueba que son válidos estos parámetros ya que la frecuencia resonante siempre se encuentra entre ellos.

3.3.1. Resultados Material FR4

Parámetro S_{11}

Obtenemos la siguiente gráfica donde se muestran el parámetro S_{11} para los grosores 1, 2, 5 y 10 mm:

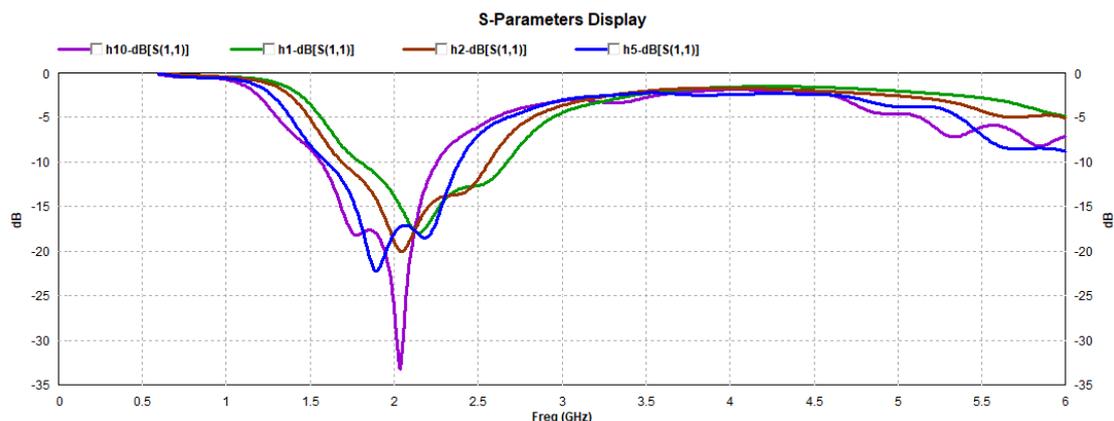


Figura 22 Gráfica parámetro S_{11} para diferentes grosores material FR4

La primera apreciación que se hace es que el poner un material sobre el monopolo hace que la frecuencia de resonancia baje respecto al diseño en el vacío, alrededor de entre 3.1 y 2.9GHz.

Se observa cómo cuanto mayor es el grosor de material que se coloca, mejoran las pérdidas de retorno, así pues, cuando el grosor es de 10mm obtenemos alrededor de -33dB mientras que para el grosor de 5mm obtenemos sobre -23dB es decir unos 10dB de diferencia.

Otra característica a resaltar es que la frecuencia de resonancia varía, así como el ancho de banda, si nos fijamos en -10dB que es un valor adecuado vemos que el ancho de banda en el caso de:

- Grosor 1mm está entre 1.8GHz y 2.7GHz. BW ~ 1GHz.
- Grosor 2mm está entre 1.7GHz y 2.6GHz. BW ~ 1GHz.
- Grosor 5mm está entre 1.65GHz y 2.4GHz. BW ~ 0.75GHz.
- Grosor 10mm está entre 1.6GHz y 2.25GHz. BW ~ 0.65GHz.

Con lo que podemos concluir que, aunque mejora notablemente en la frecuencia de resonancia el monopolo, el ancho de banda disminuye al aumentar el grosor del material.

Eficiencia de antena y eficiencia de radiación

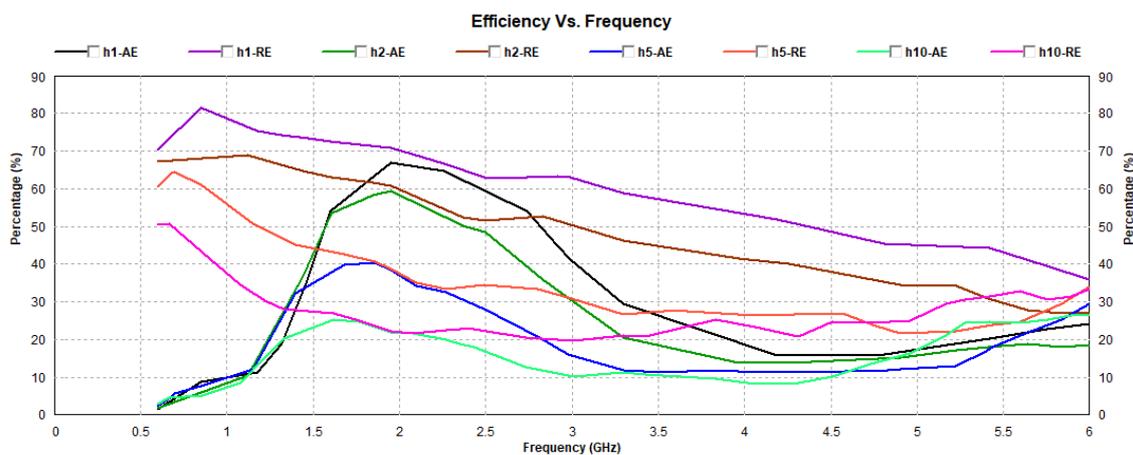


Figura 23 Gráfica eficiencia de antena y radiación para diferentes grosores material FR4

En la leyenda de la gráfica AE (Antenna Efficiency) y RA (Radiation Efficiency). Se observa como la eficiencia de radiación disminuye cuando aumenta el grosor del material, así como la eficiencia de radiación.

Se observa también, que donde mejor adaptada está la antena es para la frecuencia de resonancia se ha visto en la gráfica anterior.

Podemos ver cómo en frecuencias muy bajas donde se observaba que el parámetro S_{11} rondaba los 0dB (que el valor del parámetro sería 1) y, por tanto:

$\eta_a = \eta_r(1 - |S_{11}|^2)$ [118] así pues, para el valor de 0.6GHz vemos como todas las eficiencias de la antena están rondando 0 y en la frecuencia de resonancia al tener el parámetro S_{11} un valor muy bajo, la eficiencia de radiación es casi igual a la eficiencia de la antena y por tanto está muy bien adaptado el monopolo.

3.3.2. Resultados Material MAT2

Parámetro S_{11}

Obtenemos la siguiente gráfica donde se muestran el parámetro S_{11} para los grosores 1, 2, 5 y 10 mm:

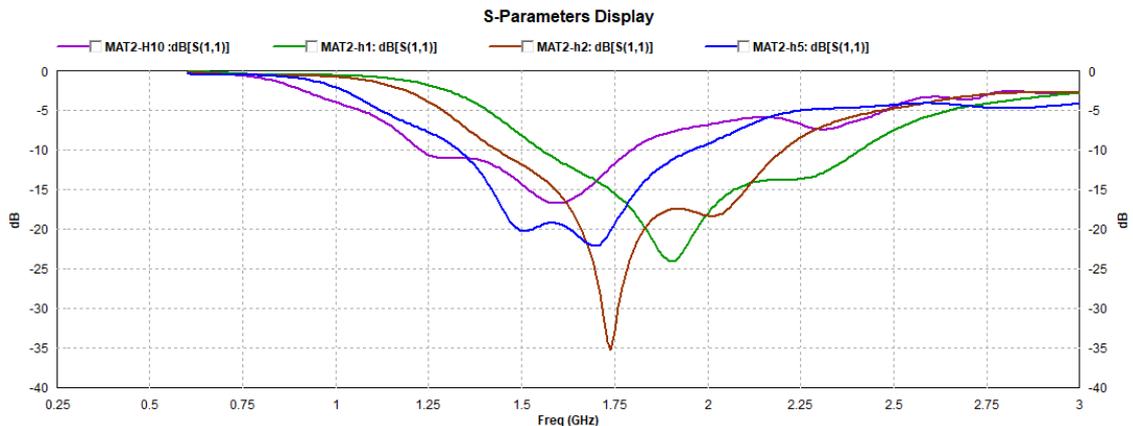


Figura 24 Gráfica parámetro S_{11} para diferentes grosores material MAT2

La primera apreciación que se hace es que el poner un material sobre el monopolo hace que la frecuencia de resonancia baje respecto al diseño en el vacío, alrededor de entre 1.5 y 2GHz.

Se observa en este caso que las mejores pérdidas de retorno las da el caso de grosor 2mm con -35db mientras que con 1mm son -24dB y cuando tiene un grosor de 10mm está alrededor de -16dB.

Otra característica a resaltar es que la frecuencia de resonancia varía, así como el ancho de banda, si nos fijamos en -10dB que es un valor adecuado vemos que el ancho de banda en el caso de:

- Grosor 1mm está entre 1.6GHz y 2.4GHz. BW ~ 0.8GHz.
- Grosor 2mm está entre 1.4GHz y 2.2GHz. BW ~ 0.8GHz.
- Grosor 5mm está entre 1.3GHz y 2GHz. BW ~ 0.7GHz.
- Grosor 10mm está entre 1.25GHz y 1.75GHz. BW ~ 0.5GHz.

Con lo que podemos concluir que, el ancho de banda disminuye a medida que aumenta el grosor del material.

Eficiencia de antena y eficiencia de radiación

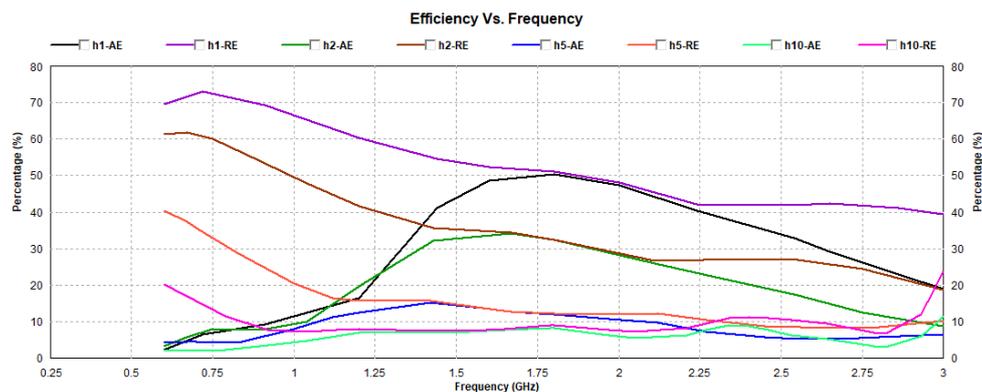


Figura 25 Gráfica eficiencia de antena y de radiación para diferentes grosores material MAT2

En la leyenda de la gráfica AE (Antenna Efficiency) y RA (Radiation Efficiency). Se observa como la eficiencia de radiación disminuye cuando aumenta el grosor del material, así como la eficiencia de radiación.

Se observa también, que donde mejor adaptada está la antena es para la frecuencia de resonancia se ha visto en la gráfica anterior.

Podemos ver cómo en frecuencias muy bajas donde se observaba que el parámetro S_{11} rondaba los 0dB (que el valor del parámetro sería 1) y, por tanto:

$\eta_a = \eta_r(1 - |S_{11}|^2)$ así pues, para el valor de 0.6GHz vemos como todas las eficiencias de la antena están rondando 0 y en la frecuencia de resonancia al tener el parámetro S_{11} un valor muy bajo, la eficiencia de radiación es casi igual a la eficiencia de la antena y por tanto está muy bien adaptado el monopolo.

3.3.3. Resultados Material BaNd_{0.2}Fe_{11.8}O₁₉ /Epoxy composite

Parámetro S_{11}

Obtenemos la siguiente gráfica donde se muestran el parámetro S_{11} para los grosores 1, 2, 5 y 10 mm:

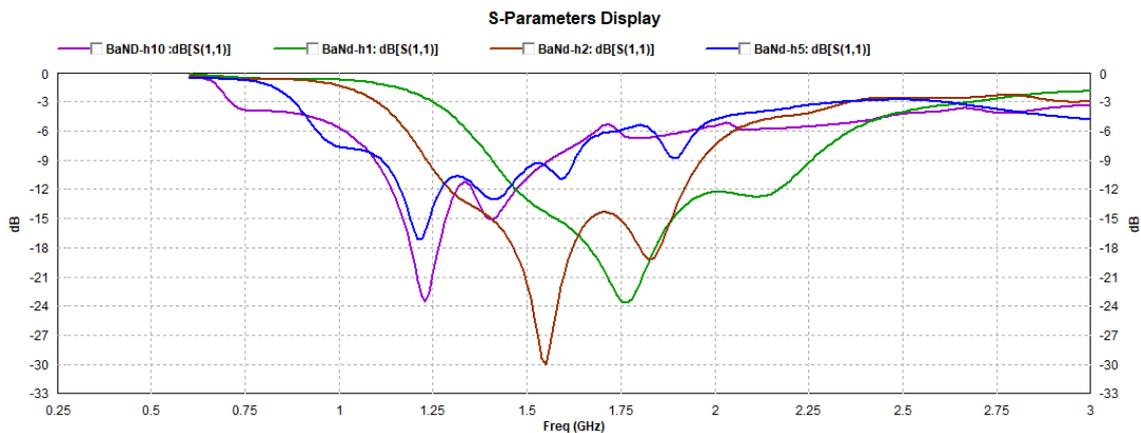


Figura 26 Gráfica parámetro S_{11} para diferentes grosores material BaNd_{0.2}Fe_{11.8}O₁₉

La primera apreciación que se hace es que el poner un material sobre el monopolo hace que la frecuencia de resonancia baje respecto al diseño en el vacío, alrededor de entre 1.25 y 1.9GHz.

Se observa en este caso que las mejores pérdidas de retorno las da el caso de grosor 2mm con -30db mientras que con 1mm son -24dB y cuando tiene un grosor de 5mm -18dB y con 10mm está alrededor de -24dB.

Cabe resaltar que para el grosor de 5mm y 10mm la frecuencia de resonancia es la misma y sólo varía que hay 6dB de pérdidas siendo el peor caso el de menor grosor.

Otra característica a resaltar es que la frecuencia de resonancia varía, así como el ancho de banda, si nos fijamos en -10dB que es un valor adecuado vemos que el ancho de banda en el caso de:

- Grosor 1mm está entre 1.4GHz y 2.25GHz. BW ~ 0.8GHz.
- Grosor 2mm está entre 1.25GHz y 1.9GHz. BW ~ 0.65GHz.
- Grosor 5mm está entre 1.2GHz y 1.5GHz. BW ~ 0.3GHz.
- Grosor 10mm está entre 1.2GHz y 1.5GHz. BW ~ 0.3GHz.

Con lo que podemos concluir que, el ancho de banda disminuye a medida que aumenta el grosor del material.

Eficiencia de antena y eficiencia de radiación

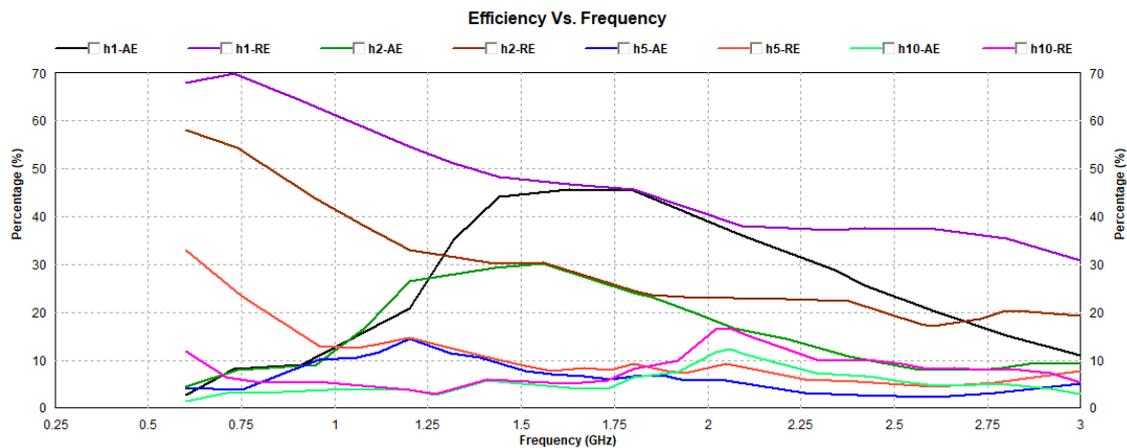


Figura 27 Gráfica eficiencia de antena y de radiación para diferentes grosores material BaNd0.2Fe11.8O19

En la leyenda de la gráfica AE (Antenna Efficiency) y RA (Radiation Efficiency). Se observa como la eficiencia de radiación disminuye cuando aumenta el grosor del material, así como la eficiencia de radiación.

Se observa también, que donde mejor adaptada está la antena es para la frecuencia de resonancia se ha visto en la gráfica anterior.

Podemos ver cómo en frecuencias muy bajas donde se observaba que el parámetro S_{11} rondaba los 0dB (que el valor del parámetro sería 1) y, por tanto:

$\eta_a = \eta_r(1 - |S_{11}|^2)$ [118] así pues, para el valor de 0.6GHz vemos como todas las eficiencias de la antena están rondando 0 y en la frecuencia de resonancia al tener el parámetro S_{11} un valor muy bajo, la eficiencia de radiación es casi igual a la eficiencia de la antena y por tanto está muy bien adaptado el monopolo.

3.3.4. Comparación caso mejor de los tres materiales

Para el caso mejor de los tres materiales nos quedamos cuando el grosor del material que se pone sobre el FR4 con el monopolo es de 1mm y observamos su parámetro S_{11} y las eficiencias de antena y radiada para sacar conclusiones.

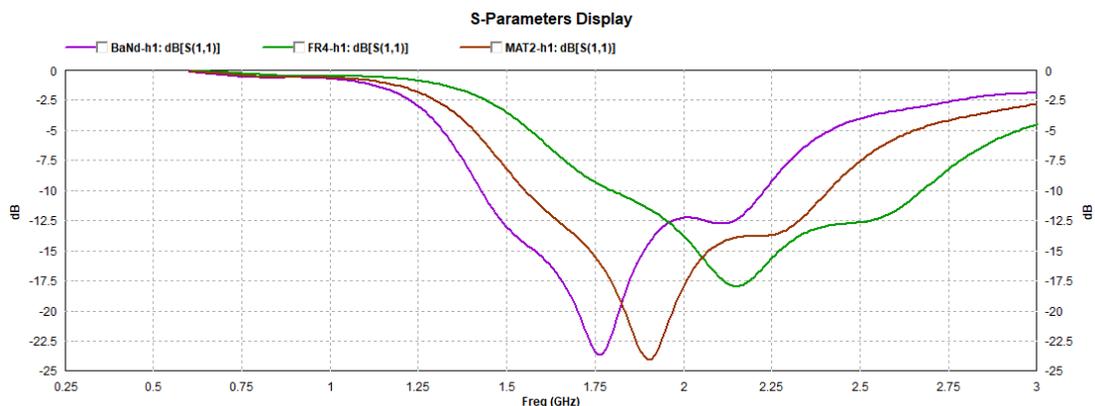


Figura 28 Gráfica parámetro S_{11} para h=1mm de los tres materiales

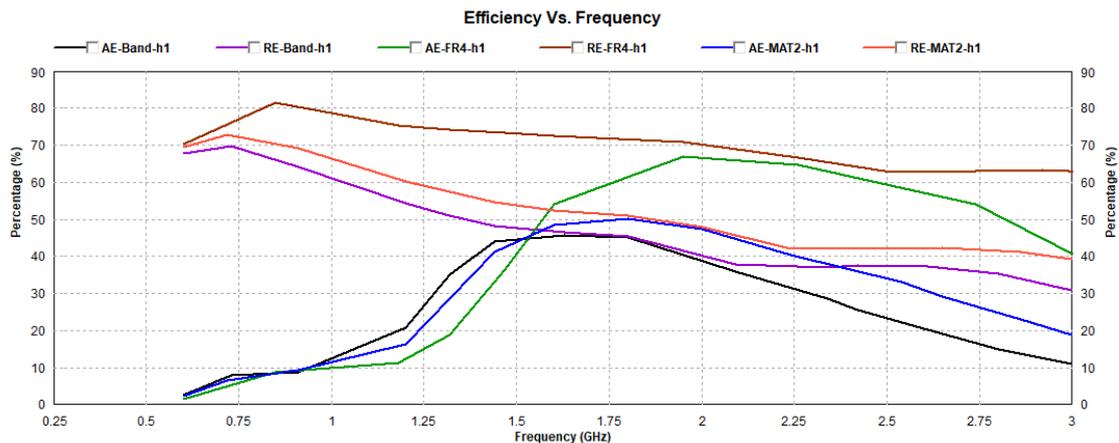


Figura 29 Gráfica eficiencia de antena y de radiación para $h=1\text{mm}$ de los tres materiales

Se observa en la gráfica como el material FR4 tiene más cantidad de energía reflejada respecto a la cantidad de potencia aplicada. Mientras que en el caso de los otros dos materiales es menor. Por tanto, cuando se pone un material dieléctrico el S_{11} empeora mientras que si se pone un material magnético. De hecho, se ha comprobado como el material $\text{BaNd}_{0.2}\text{Fe}_{11.8}\text{O}_{19}$ /Epoxy composite a pesar de tener una constante dieléctrica muy superior y unas pérdidas menores al FR4, al tener componentes magnéticas su comportamiento es mejor.

Se observa también que la Eficiencia de la antena y la de radiación ofrece mejores valores cuando el material es FR4. Ofreciendo alrededor de los 2GHz casi un 70% mientras que para los otros casos el porcentaje está entre el 40 y el 50% para el MAT2 y el $\text{BaNd}_{0.2}\text{Fe}_{11.8}\text{O}_{19}$ /Epoxy composite respectivamente.

3.3.5. Comparación caso peor de los tres materiales

Para el caso peor de los tres materiales nos quedamos cuando el grosor del material que se pone sobre el FR4 con el monopolo es de 10mm y observamos su parámetro S_{11} y las eficiencias de antena y radiada para sacar conclusiones.

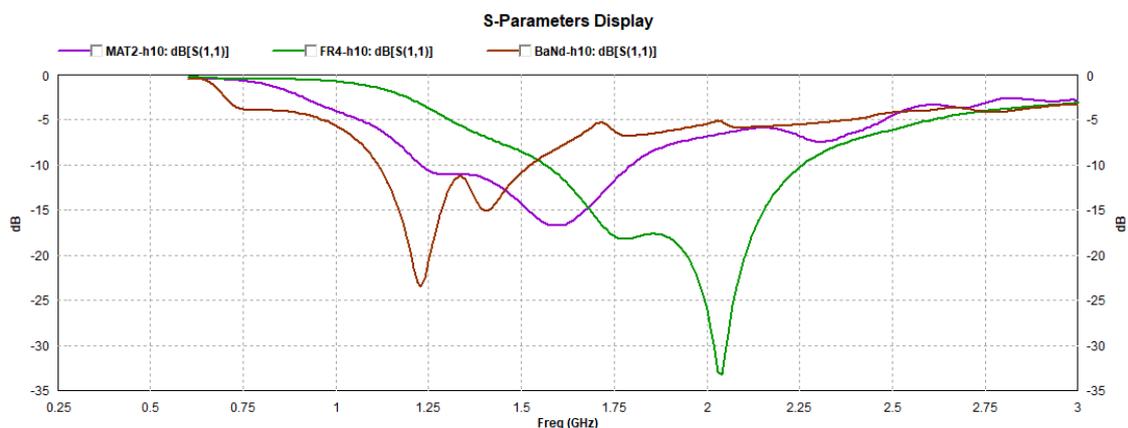


Figura 30 Gráfica parámetro S_{11} para $h=10\text{mm}$ de los tres materiales

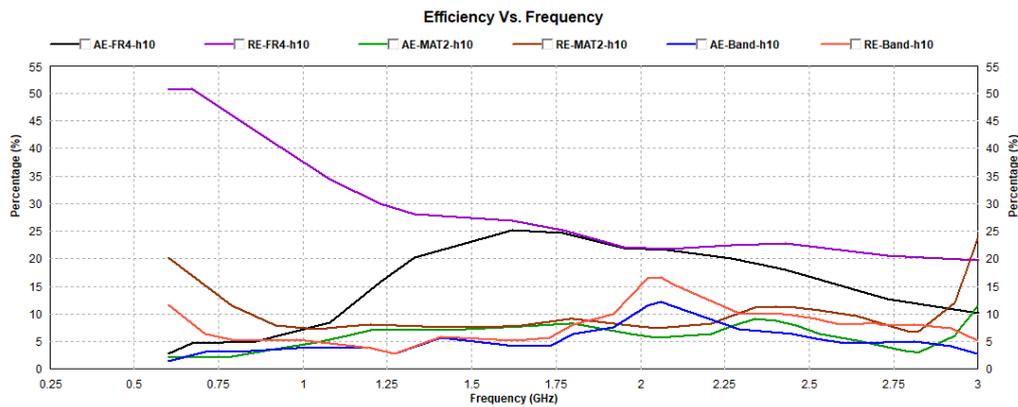


Figura 31 Gráfica eficiencia de antena y de radiación para $h=10\text{mm}$ de los tres materiales

Se observa en la gráfica como al aumenta el grosor es ahora, el material FR4 el que tiene menos cantidad de energía reflejada respecto a la cantidad de potencia aplicada. Mientras que en el caso de los otros dos materiales es mayor.

Se observa como la eficiencia sigue siendo mejor para el FR4 alrededor del 23% para 2GHz mucho menor que en el caso de que el grosor fuese 1mm.

Cuando aumenta el grosor observamos como ahora los materiales con componentes magnéticas se comportan peor e incluso el MAT2 que solo tiene propiedades magnéticas es el que peor comportamiento ofrece, ya no se asemeja como en el caso anterior, de 1mm, al material con propiedades magnéticas y dieléctricas.

Podemos concluir que cuanto mayor es la capa de material que se pone, si buscamos un buen comportamiento, el material debe ser dieléctrico a pesar de tener en cuenta que la frecuencia de resonancia disminuye a la calculada en espacio libre.

3.4. Simulaciones con monopolo sobre materiales con capa de aire

En este apartado se va a simular el monopolo con el ground plane, una capa de aire y una capa de 1mm de grosor de los siguientes materiales:

- FR4: $\epsilon_r=4.15$, $\tan\delta_\epsilon=0.014$
- MAT3: $\epsilon_r=12$, $\tan\delta_\epsilon=0.0027$
- ABD: $\epsilon_r=2$, $\tan\delta_\epsilon=0.02$

La distancia, el grosor de la capa de aire será de: 1mm, 2mm, 5mm y 10mm.

En el IE3D se dibuja el monopolo en una capa de FR4, una capa de aire de aire de grosor diferente en cada caso y sobre esta se pone otra capa del material según el caso de 1mm. En la Figura 23 se aprecian con detalle las estructura:

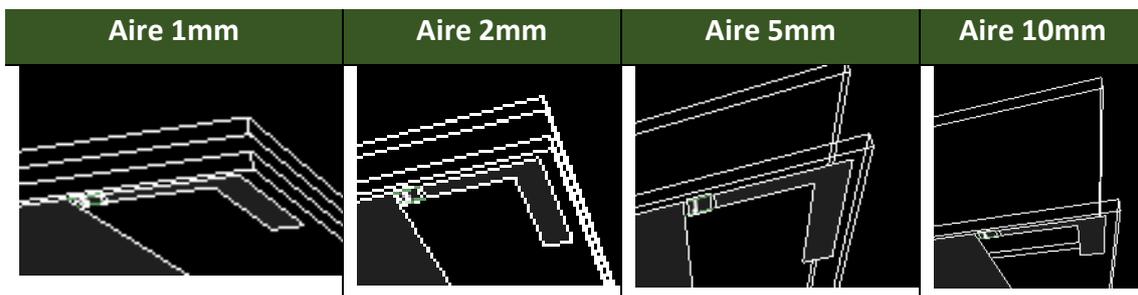


Tabla 7 Vista 3D del material y monopolo, capa de aire, material simulado en IE3D

Para las demás simulaciones se mantienen los parámetros a diferencia de las propiedades del material superior que se ponga, la Ztop y T de la capa 2 que varía en función del grosor tomando los siguientes valores:

No. 4:	D	Ztop=1e+015	T=1e+015	Epsr=1	TanD(E)=-0	Mur=1	TanD(M)=-0	Sigma=(0, 0)	Ei=0	Fd=0	Cmt=
No. 3:	D	Ztop=7	T=1	Epsr=4.15	TanD(E)=0.014	Mur=1	TanD(M)=-0	Sigma=(0, 0)	Ei=0	Fd=0	Cmt=
No. 2:	D	Ztop=6	T=5	Epsr=1	TanD(E)=0	Mur=1	TanD(M)=-0	Sigma=(0, 0)	Ei=0	Fd=0	Cmt=
No. 1:	D	Ztop=1	T=1	Epsr=4.15	TanD(E)=0.014	Mur=1	TanD(M)=0	Sigma=(0, 0)	Ei=0	Fd=0	Cmt=
No. 0:	D	Ztop=0		Epsr=1	TanD(E)=-0	Mur=1	TanD(M)=-0	Sigma=(0, 0)	Ei=0	Fd=0	Cmt=

Figura 32 Capas en el IE3D

Grosor capa aire	Ztop	T
1mm	2	1
2mm	3	2
5mm	6	5
10mm	11	10

Tabla 8 Grosos de la capa de aire utilizadas para la simulación

Los parámetros de simulación son los siguientes y se mantienen invariantes para todas las simulaciones:

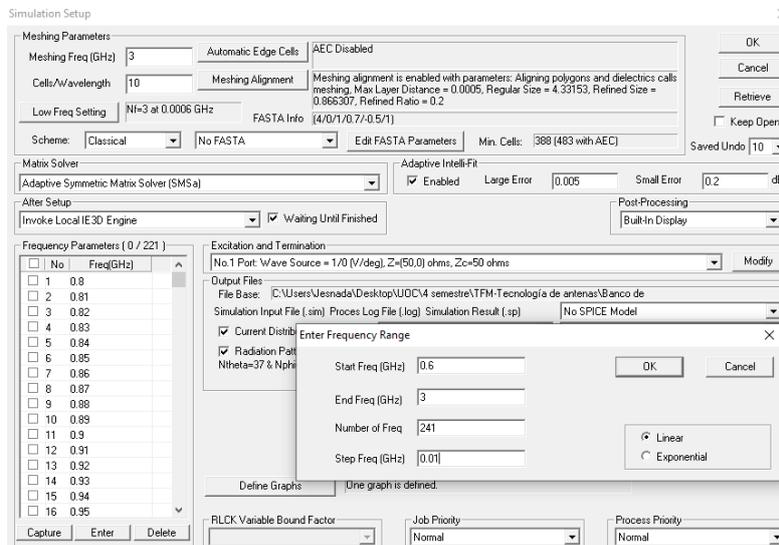


Figura 33 Parámetros simulación IE3D

Desde la frecuencia de 600MHz hasta 6GHz con pasos de 0.01GHz y 10 celdas por longitud de onda.

3.4.1. Resultados Material FR4

Parámetro S_{11}

Obtenemos la siguiente gráfica donde se muestran el parámetro S_{11} para las capas de aire intermedias de 1, 2, 5 y 10mm:

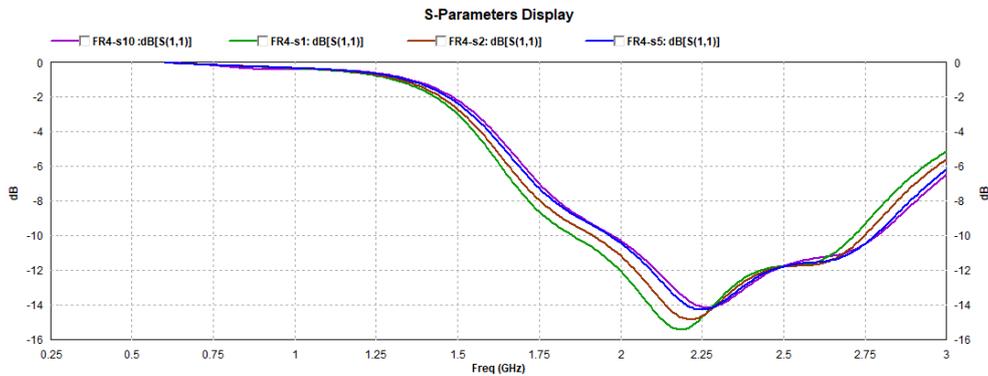


Figura 34 Gráfica parámetro S_{11} para diferentes capas de aire material FR4

La primera apreciación que se hace es que el poner un material sobre el monopolo hace que la frecuencia de resonancia baje respecto al diseño en el vacío, alrededor de entre 2.2 y 2.25GHz.

Se observa en este caso que cuando se interpone una capa de aire de 1mm, aunque esta se vaya aumentando no tiene un comportamiento diferente el monopolo viendo como a partir de 5mm ya la gráfica no varía y no se aprecia el comportamiento de la segunda capa, como se puede observar la línea azul y morada están prácticamente superpuestas.

Las pérdidas de retorno tienen un margen <2dB entre el mejor y el peor caso.

Vemos en ese caso que la frecuencia de resonancia a penas se desplaza y el ancho de banda tomando como línea base -10dB prácticamente también se mantiene en un ancho de banda de 0.8GHz.

Por lo que, teniendo en cuenta que la frecuencia de resonancia se desplaza podemos concluir que el comportamiento del monopolo no se ve afectado por el material FR4 que se pone encima cuando se deja una capa de aire de 1mm o superior.

Eficiencia de antena y eficiencia de radiación

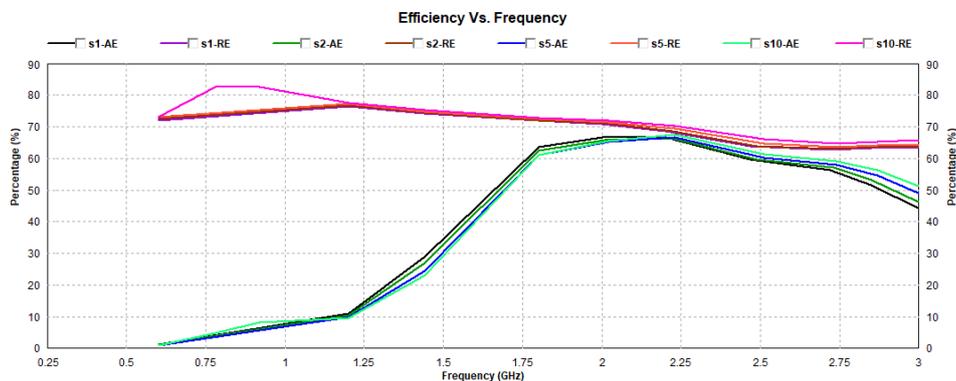


Figura 35 Gráfica eficiencia de antena y de radiación para diferentes capas de aire material FR4

En la leyenda de la gráfica AE (Antenna Efficiency) y RA (Radiation Efficiency). Se observa como la eficiencia de radiación disminuye cuando aumenta el grosor del material, así como la eficiencia de radiación.

Se observa también, que donde mejor adaptada está la antena es para la frecuencia de resonancia se ha visto en la gráfica anterior.

Podemos ver cómo en frecuencias muy bajas donde se observaba que el parámetro S_{11} rondaba los 0dB (que el valor del parámetro sería 1) y, por tanto:

$\eta_a = \eta_r(1 - |S_{11}|^2)$ [118] así pues, para el valor de 0.6GHz vemos como todas las eficiencias de la antena están rondando 0 y en la frecuencia de resonancia al tener el parámetro S_{11} un valor muy bajo, la eficiencia de radiación es casi igual a la eficiencia de la antena y por tanto está muy bien adaptado el monopolo.

3.4.2. Resultados Material MAT3

Parámetro S_{11}

Obtenemos la siguiente gráfica donde se muestran el parámetro S_{11} para las capas de aire intermedias de 1, 2, 5 y 10mm:

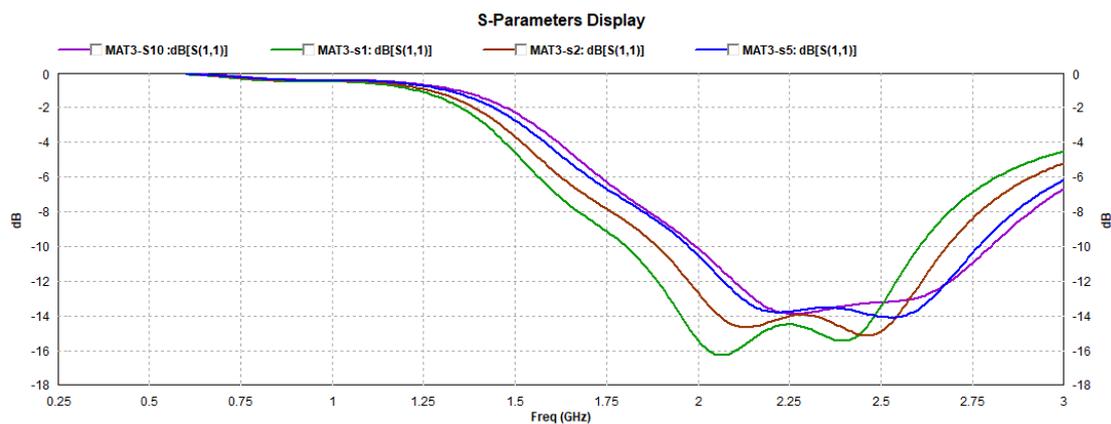


Figura 36 Gráfica parámetro S_{11} para diferentes capas de aire material MAT3

La primera apreciación que se hace es que el poner un material sobre el monopolo hace que la frecuencia de resonancia baje respecto al diseño en el vacío, alrededor de entre 2 y 2.25GHz.

Se observa en este caso que las mejores pérdidas de retorno las da el caso de grosor 1mm con -15dB mientras que con 2mm son -14.5dB y cuando tiene un grosor a partir de 5mm es de -14dB.

En el caso de este material cuya constante dieléctrica es mayor que en el caso anterior del FR4, se observa como ahora a pesar de la capa de aire si que influye el material de la capa superpuesta. Cabe resaltar que a partir de que la capa de aire tenga un grosor de 5mm el comportamiento se estabiliza.

Otra característica a resaltar es que la frecuencia de resonancia varía, así como el ancho de banda, si nos fijamos en -10dB que es un valor adecuado vemos que el ancho de banda en el caso de:

- Grosor 1mm está entre 1.8GHz y 2.6GHz. BW ~ 0.8GHz.
- Grosor 2mm está entre 1.9GHz y 2.7GHz. BW ~ 0.8GHz.
- Grosor 5mm está entre 2GHz y 2.75GHz. BW ~ 0.75GHz.
- Grosor 10mm está entre 2GHz y 2.75GHz. BW ~ 0.75GHz.

Con lo que podemos concluir que, el ancho de banda disminuye a medida que aumenta la capa de aire.

Eficiencia de antena y eficiencia de radiación

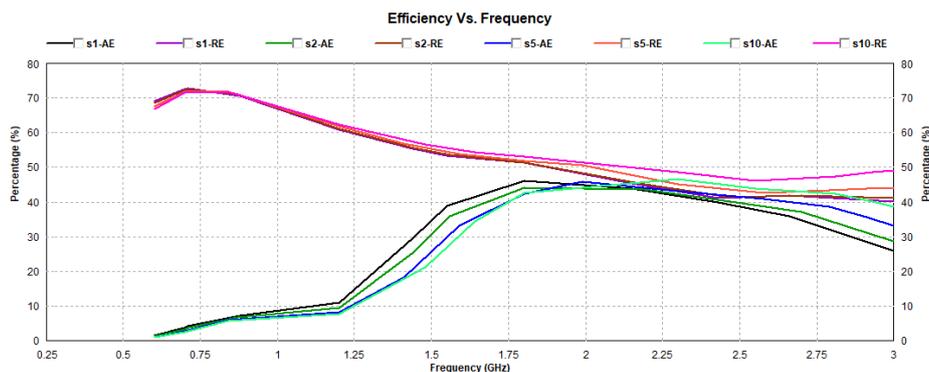


Figura 37 Gráfica eficiencia de radiación y de antena para diferentes capas de aire material MAT3

En la leyenda de la gráfica AE (Antenna Efficiency) y RA (Radiation Efficiency). Se observa como la eficiencia de radiación disminuye cuando aumenta el grosor del material, así como la eficiencia de radiación.

Se observa también, que donde mejor adaptada está la antena es para la frecuencia de resonancia se ha visto en la gráfica anterior.

Podemos ver cómo en frecuencias muy bajas donde se observaba que el parámetro S_{11} rondaba los 0dB (que el valor del parámetro sería 1) y, por tanto:

$\eta_a = \eta_r(1 - |S_{11}|^2)$ [118] así pues, para el valor de 0.6GHz vemos como todas las eficiencias de la antena están rondando 0 y en la frecuencia de resonancia al tener el parámetro S_{11} un valor muy bajo, la eficiencia de radiación es casi igual a la eficiencia de la antena y por tanto está muy bien adaptado el monopolo.

3.4.3. Resultados Material ABD

Parámetro S_{11}

Obtenemos la siguiente gráfica donde se muestran el parámetro S_{11} para las capas de aire intermedias de 1, 2, 5 y 10mm:

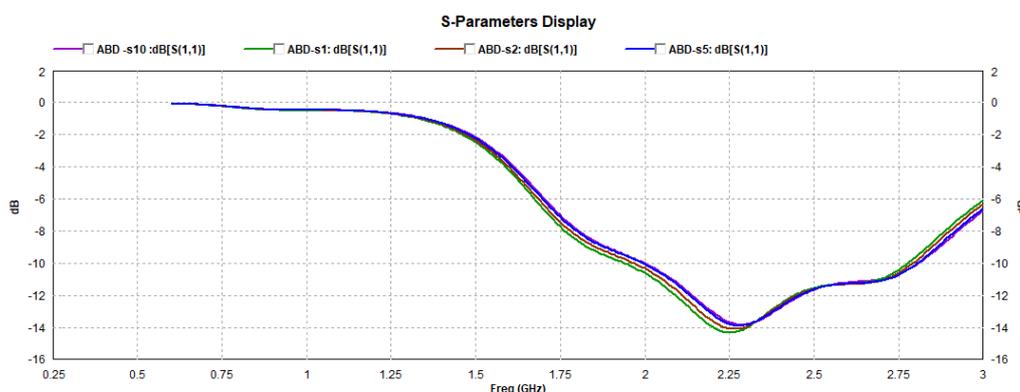


Figura 38 Gráfica parámetro S_{11} para diferentes capas de aire material ABD

En este caso vemos como al introducir una capa de aire entre las dos capas el comportamiento del monopolo es el mismo independientemente del grosor de la capa de aire siempre que sea superior a 1mm sucediendo como en el caso del FR4 aunque aquí la tangente de pérdidas dieléctrica es casi el doble, la constante dieléctrica se aproxima a la mitad. Así pues tenemos una gráfica muy parecida al caso del FR4.

La frecuencia de resonancia es de 2.25GHz y el ancho de banda a -10dB es 0.85GHz (de 1.9 a 2.75GHz).

Eficiencia de antena y eficiencia de radiación

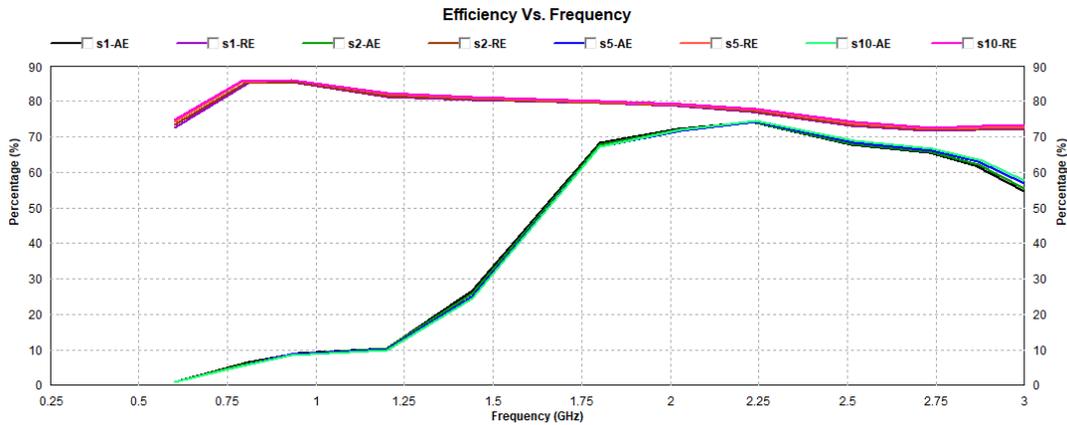


Figura 39 Gráfica eficiencia de antena y de radiación para diferentes capas de aire material ABD

En la leyenda de la gráfica AE (Antenna Efficiency) y RA (Radiation Efficiency). Se observa como la eficiencia de radiación disminuye cuando aumenta el grosor del material, así como la eficiencia de radiación.

Se observa también, que donde mejor adaptada está la antena es para la frecuencia de resonancia se ha visto en la gráfica anterior.

Podemos ver cómo en frecuencias muy bajas donde se observaba que el parámetro S_{11} rondaba los 0dB (que el valor del parámetro sería 1) y, por tanto:

$\eta_a = \eta_r(1 - |S_{11}|^2)$ [118] así pues, para el valor de 0.6GHz vemos como todas las eficiencias de la antena están rondando 0 y en la frecuencia de resonancia al tener el parámetro S_{11} un valor muy bajo, la eficiencia de radiación es casi igual a la eficiencia de la antena y por tanto está muy bien adaptado el monopolo.

3.4.4. Comparación caso mejor de los tres materiales

Para el caso mejor de los tres materiales nos quedamos cuando la capa de aire intermedia es de 10mm y observamos su parámetro S_{11} y las eficiencias de antena y radiada para sacar conclusiones.

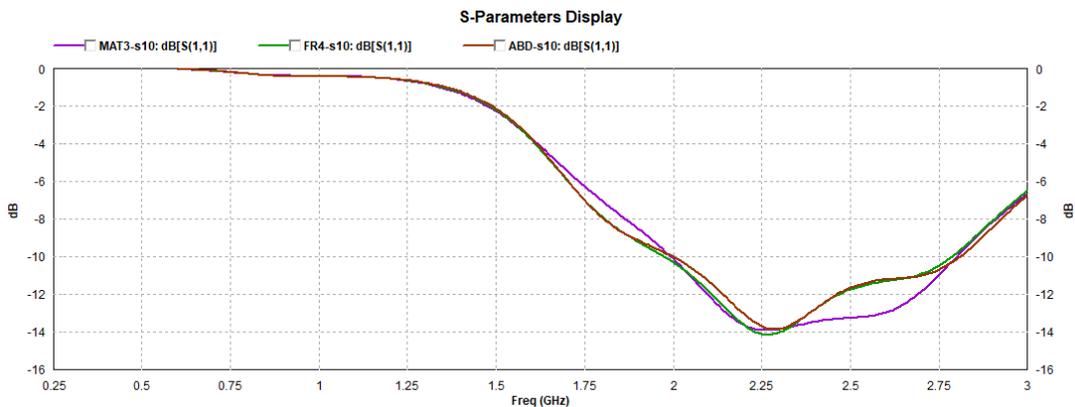


Figura 40 Gráfica parámetro S_{11} para s=10mm de los tres materiales

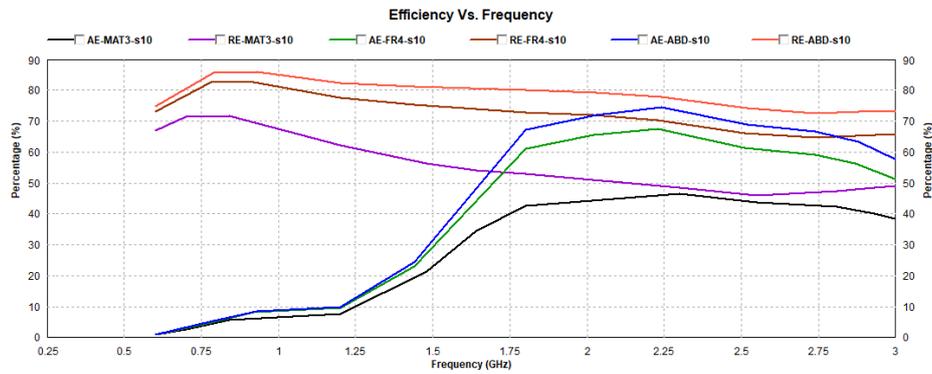


Figura 41 Gráfica eficiencia de antena y de radiación para $s=10\text{mm}$ de los tres materiales

Se observa aquí como al introducir una capa de aire de 10mm el comportamiento se asemeja independientemente de las propiedades dieléctricas del material respecto al parámetro S_{11} . Sin embargo, se observa que ofrece mejor eficiencia el material ABD y el FR4 y peor el MAT3.

3.4.5. Comparación caso peor de los tres materiales

Para el caso peor de los tres materiales nos quedamos cuando la capa de aire intermedia es de 1mm y observamos su parámetro S_{11} y las eficiencias de antena y radiada para sacar conclusiones.

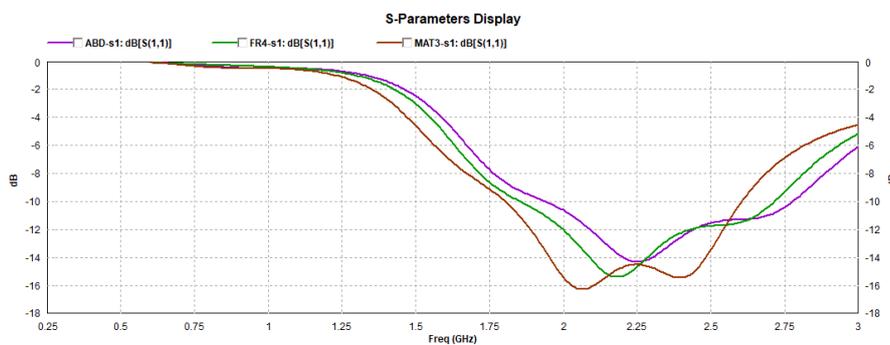


Figura 42 Gráfica parámetro S_{11} para $s=1\text{mm}$ de los tres materiales

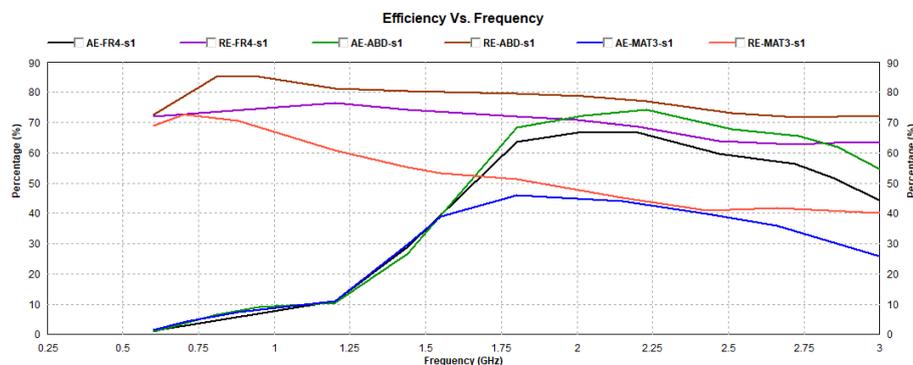


Figura 43 Gráfica eficiencia de antena y de radiación para $s=1\text{mm}$ de los tres materiales

Se observa como el ABD tiene mejor eficiencia respecto a los otros dos materiales.

A diferencia del caso anterior, cuando la capa de aire es muy pequeña (1mm), vemos que cuando como la tangente de pérdidas dieléctricas es mayor como es el caso del ABD, el comportamiento es peor a pesar de tener la constante dieléctrica menor. Cuando la

tangente de pérdidas es casi igual ofrece mejor comportamiento el que ofrece una constante dieléctrica menor (MAT3).

3.5. Conclusiones

Se observa como el material desplaza la frecuencia a la que se había diseñado en espacio a una más baja. Cuando se introduce una capa de aire la frecuencia se desplaza menos. Con dicha capa, la frecuencia en los tres casos baja alrededor de los 2-2.25GHz mientras que sin esta influyen las características y el grosor, pero podríamos decir que con el material con parámetros sólo dieléctricos es con el que menos se desplaza rondando los 2GHz mientras que para el material con sólo propiedades magnéticas pasa a los 1.75GHz y el tercer material que aúna las dos propiedades, baja en torno 1.25-1.75GHz.

Sobre el ancho de banda podemos concluir que en los casos en los que se introduce una capa de aire entre los materiales éste se mantiene con un valor de 0.8GHz aproximados independientemente del material y el grosor de la capa de aire; mientras que, sin capa de aire se ve como con FR4, el ancho de banda para los dos primeros grosores (1 y 2mm) es alrededor de 1GHz y que para 5mm pasa a ser 0.75GHz y a 10 es 0.65GHz. En el caso del MAT2 disminuye respecto al caso anterior pero también para 1 y 2mm se mantiene igual en 0.8GHz y para 5mm pasa a ser 0.7GHz disminuyendo hasta 0.5GHz cuando el material tiene un grosor de 10mm. Por último, en el caso del material que posee propiedades dieléctricas y magnéticas cuando el material va aumentando el grosor el ancho de banda disminuye y tanto en 5mm como en 10mm es de 0.3GHz. De aquí se extrae que cuando el grosor de material es pequeño no influye en el ancho de banda e incluso es casi igual independientemente de las propiedades del material, pero cuando el grosor aumenta ya sí afecta el grosor y las propiedades.

De la interpretación de las gráficas vemos como cuando el material tiene propiedades magnéticas frente a las dieléctricas (MAT2 vs FR4), la adaptación es peor y cuando el material posee ambas, aunque las pérdidas dieléctricas sean menores se consigue la peor adaptación.

Otra diferencia es que cuando introducimos la capa de aire (independientemente del grosor) tanto la eficiencia de radiación como la eficiencia de antena se igualan y siguen la misma curva en los distintos grosores. La mejor adaptación se consigue, en estos casos con capa de aire, con el material ABD ya que ronda el 70% en la frecuencia de resonancia mientras que le sigue el MAT3 y el FR4.

En los casos donde el material está sin capa de aire, la mejor adaptación se consigue cuando el grosor del material es menor.

4. Simulaciones dipolo y *loop* con parámetros del abdomen según modelo *Phantom*

4.1. Introducción

En este capítulo vamos a estudiar el efecto de despegarse un dipolo y un *loop* diseñados ambos para trabajar en espacio libre a 900MHz y a 2.45GHz de un abdomen humano.

4.2. Propiedades abdomen humano para simulaciones

Para simular con las propiedades del torso humano, se ha buscado el siguiente modelo phantom comercial de abdomen en la web de la empresa "Speag" [115]:

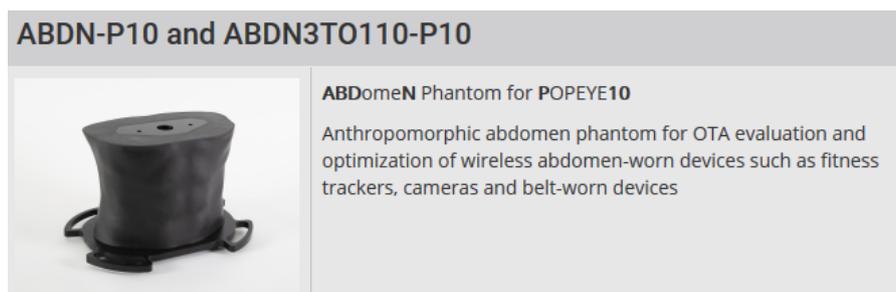


Figura 44 Phantom abdomen

Y se han extraído las propiedades según la tabla:

Target Dielectric Parameters ref: CTIA Certification Standard "Test Plan for Wireless Device Over-the-Air Performance" Revision 3.8.1 (October 2018)	Frequency (MHz)	Permittivity	Elec. Cond. (S/m)
	300	37.1	0.36
	450	33.9	0.43
	835	30.3	0.59
	900	30.0	0.62
	1450	27.9	0.85
	1575	27.5	0.9
	1800	27.0	0.99
	1900	26.7	1.04
	1950	26.6	1.07
	2000	26.5	1.09
	2100	26.3	1.14
	2450	25.7	1.32

Figura 45 Parámetros dieléctricos phantom

A partir de ahí, como conocemos que la tangente de pérdidas dieléctricas se puede calcular como:

$$\tan\delta_{\epsilon} = \frac{\sigma}{\omega \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r}$$

Tenemos finalmente las propiedades para ambas frecuencias que son las utilizadas en las simulaciones:

	ϵ_r	$\tan\delta_\epsilon$
900 MHz	30	0.413
2.45 GHz	25.7	0.377

Tabla 9 Parámetros dieléctricos para las simulaciones

4.3. Dipolo

En este apartado se va a simular el dipolo para ver el efecto que tiene si varía la distancia entre el dipolo y la capa que simula el abdomen (25cm de grosor), simulando distancias de 0mm, 1mm, 2mm, 5mm y 10mm.

En el IE3D se dibuja el dipolo se separa de la capa que simula el abdomen. En la Tabla 10 se aprecia la estructura:

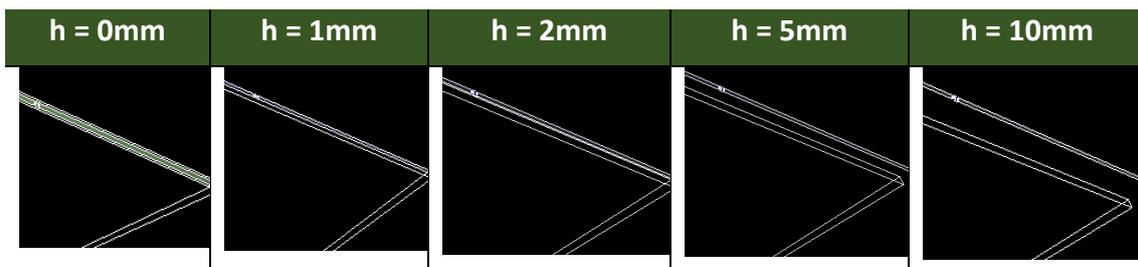


Tabla 10 Vista 3D del material, capa de aire y dipolo simulado en IE3D

Los parámetros de simulación son los siguientes y se mantienen invariantes para todas las simulaciones:

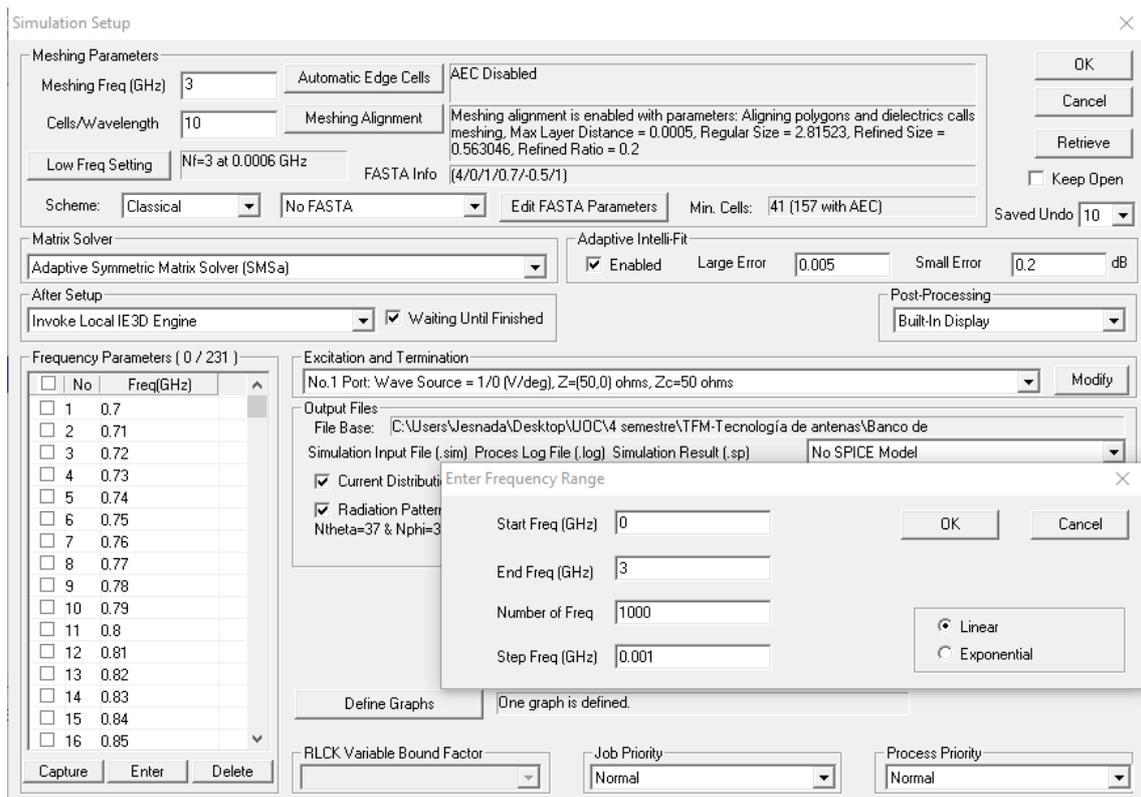


Figura 46 Parámetros simulación IE3D

4.2.1. 900MHz

4.2.1.1. Diseño del dipolo

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{900 \cdot 10^6} = 0.33m$$

$$\text{Longitud total del dipolo: } l = \frac{\lambda}{2} = \frac{0.33}{2} = 0.16m$$

4.2.1.2. Simulaciones

Parámetro S_{11}

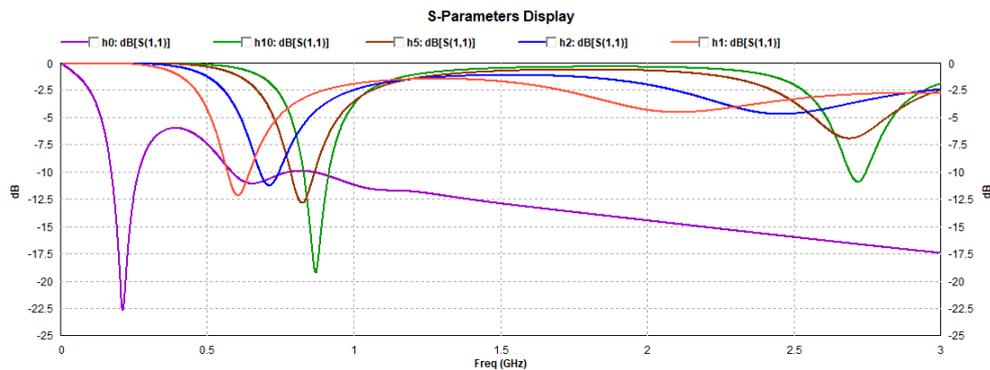


Figura 47 Gráfica parámetro S_{11} para diferentes capas de aire abdomen-dipolo 900MHz

Se observa como cuando no hay separación entre el dipolo y el abdomen (caso $h=0\text{mm}$) la frecuencia de resonancia se desplaza desde los 900MHz hasta los 200MHz, vemos como este desplazamiento se va haciendo menor y cuando se separa entre 5mm y 10mm ya coincide la frecuencia de resonancia con el diseño siendo el mejor caso el de mayor separación.

Se observa cómo las mejores pérdidas de retorno se obtienen cuando $h=0\text{mm}$ (no hay separación) o cuando la separación es 10mm.

Otra característica a resaltar es que si nos fijamos en -10dB, que es un valor adecuado y en el que nos hemos fijado a lo largo del trabajo, vemos que el ancho de banda se mantiene independientemente de la separación que tengamos entre el dipolo y el abdomen.

Con lo que podemos concluir que, cuando la separación es muy pequeña es necesario rehacer el diseño para que el dipolo trabaje en la frecuencia deseada.

Eficiencia de antena y eficiencia de radiación

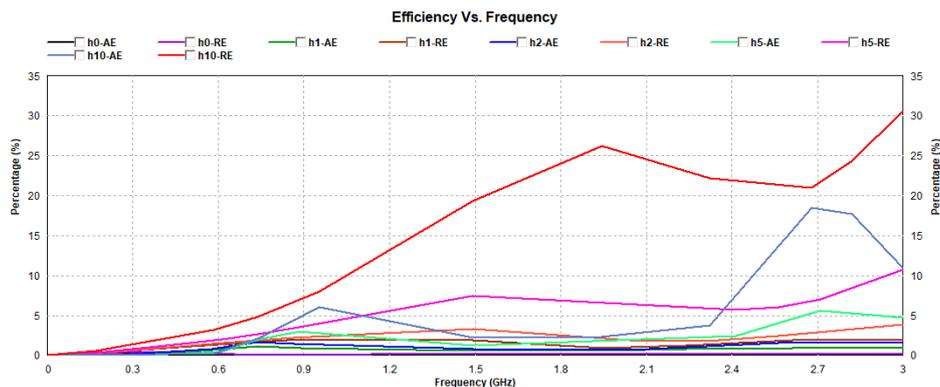


Figura 48 Gráfica eficiencia de radiación y de antena para diferentes capas de aire abdomen-dipolo 900MHz

En la leyenda de la gráfica AE (Antenna Efficiency) y RA (Radiation Efficiency). Se observa como la eficiencia de antena aumenta considerablemente cuando la separación es de 10mm mientras que entre 5mm y 0mm están en el rango menor al 10%.

Debido a que la gráfica se muestra muy agrupada para las separaciones más pequeñas se extrae la siguiente gráfica más acotada a la frecuencia de interés (900MHz) y hasta el 10% en el eje de ordenadas:

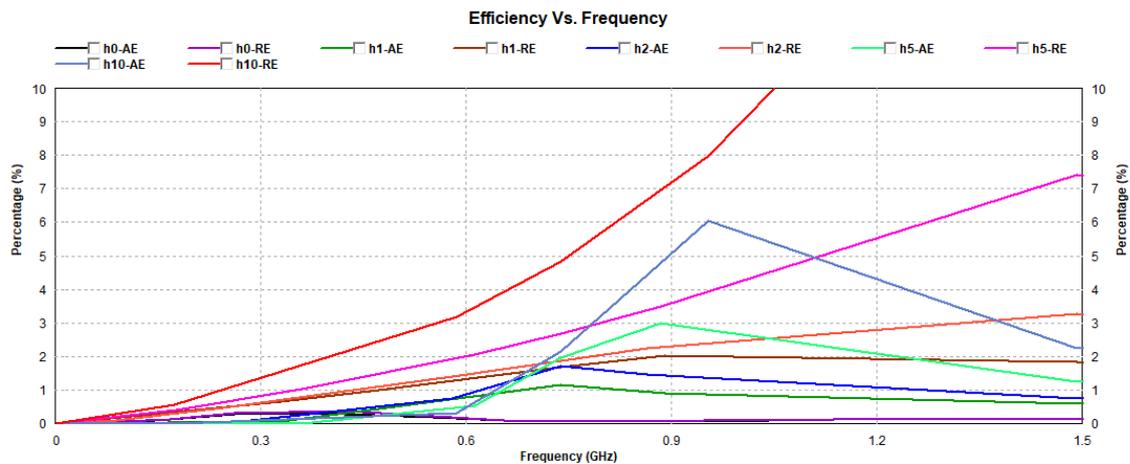


Figura 49 Gráfica eficiencia de radiación y de antena para diferentes capas de aire abdomen-dipolo 900MHz

Observamos como en la frecuencia de 900MHz se producen un pico a excepción del caso h=0mm donde la adaptación y la eficiencia son prácticamente 0.

Si que es cierto que la eficiencia de radiación es casi igual a la eficiencia de la antena y por tanto está muy bien adaptado el dipolo emporando cuando la separación es mayor.

4.2.2. 2.45GHz

4.2.2.2. Diseño del dipolo

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{2.45 \cdot 10^9} = 0.122m$$

$$\text{Longitud total del dipolo: } l = \frac{\lambda}{2} = \frac{0.122}{2} = 0.061m$$

4.2.2.3. Simulaciones

Parámetro S_{11}

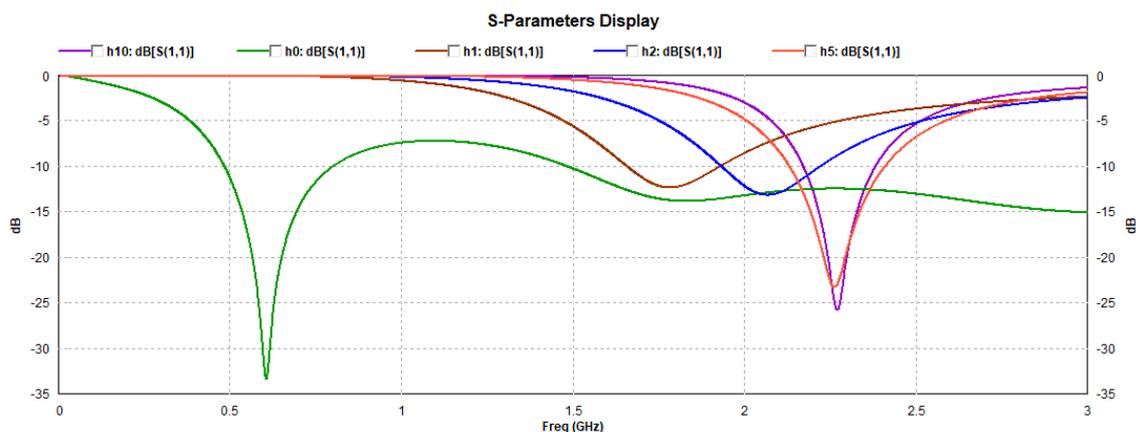


Figura 50 Gráfica parámetro S_{11} para diferentes capas de aire abdomen-dipolo 2.45GHz

Se observa como cuando no hay separación entre el dipolo y el abdomen (caso $h=0\text{mm}$) la frecuencia de resonancia se desplaza desde los 2.45GHz hasta los 600MHz , vemos como este desplazamiento se va haciendo menor y cuando se separa entre 5mm y 10mm ya coincide la frecuencia de resonancia con el diseño siendo el mejor caso el de mayor separación, aunque vemos que prácticamente ambas líneas siguen el mismo trazo.

Se observa cómo las mejores pérdidas de retorno se obtienen cuando $h=0\text{mm}$ (no hay separación) o cuando la separación es 10mm .

Otra característica a resaltar es que si nos fijamos en -10dB , que es un valor adecuado y en el que nos hemos fijado a lo largo del trabajo, vemos que el ancho de banda se mantiene independientemente de la separación que tengamos entre el dipolo y el abdomen en aproximadamente 0.2GHz .

Con lo que podemos concluir que, cuando la separación es muy pequeña es necesario rehacer el diseño para que el dipolo trabaje en la frecuencia deseada.

Eficiencia de antena y eficiencia de radiación

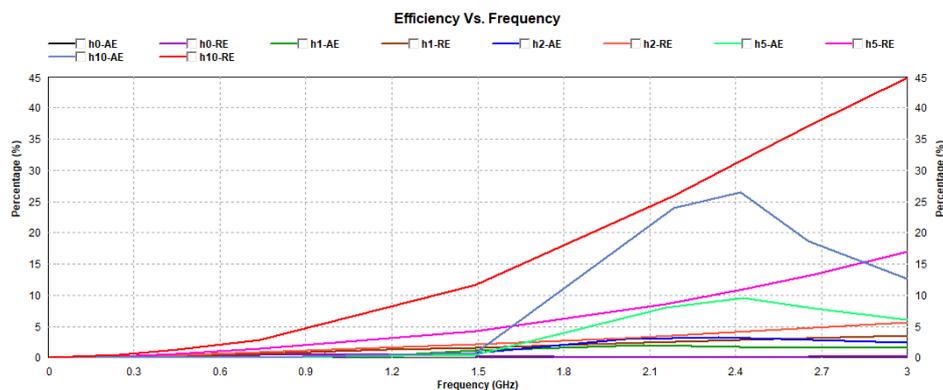


Figura 51 Gráfica eficiencia de antena y radiación para diferentes capas de aire abdomen-dipolo 2.45GHz

En la leyenda de la gráfica AE (Antena Efficiency) y RA (Radiation Efficiency). Se observa como la eficiencia de antena aumenta considerablemente cuando la separación es de 10mm mientras que entre 5mm y 0mm están en el rango menor al 10% .

Debido a que la gráfica se muestra muy agrupada para las separaciones menos se extrae la siguiente gráfica más acotada a la frecuencia de interés (2.45GHz) y hasta el 34% en el eje de ordenadas:

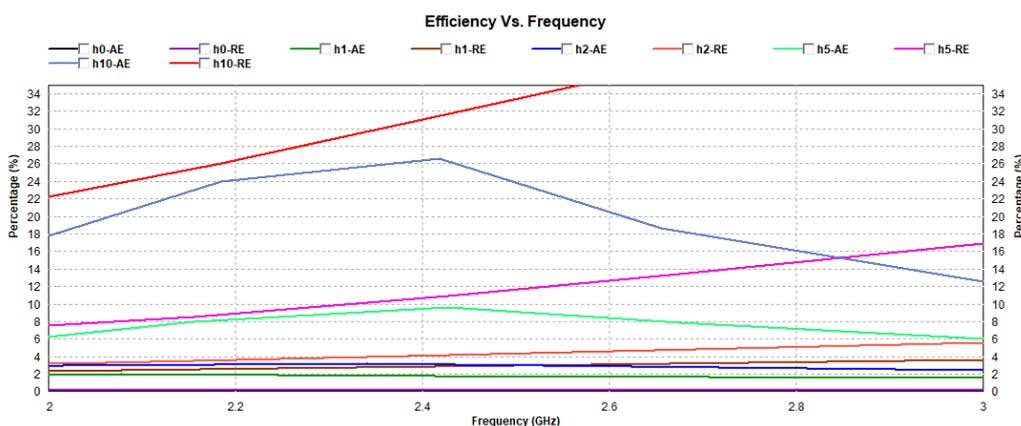


Figura 52 Gráfica eficiencia de antena y radiación para diferentes capas de aire abdomen-dipolo 2.45GHz

Observamos como en la frecuencia de 2.4GHz se producen un pico en los casos de $h=5\text{mm}$ y $h=10\text{mm}$ mientras que para el resto se mantiene entre 2-6%.

Si que es cierto que la eficiencia de radiación es casi igual a la eficiencia de la antena y por tanto está muy bien adaptado el dipolo emporando cuando la separación es mayor, así como en los casos de $h=5\text{mm}$ y $h=10\text{mm}$ vemos que, aunque ambas gráficas AE y RE se separan en 2.45GHz tienden a tener el mismo valor.

4.4. Loop

En este apartado se va a simular el *loop* para ver el efecto que tiene si varía la distancia entre el dipolo y la capa que simula el abdomen (25cm de grosor), simulando distancias de 0mm, 1mm, 2mm, 5mm y 10mm.

En el IE3D se dibuja el *loop* se separa de la capa que simula el abdomen. En la Tabla 11 se aprecia la estructura:

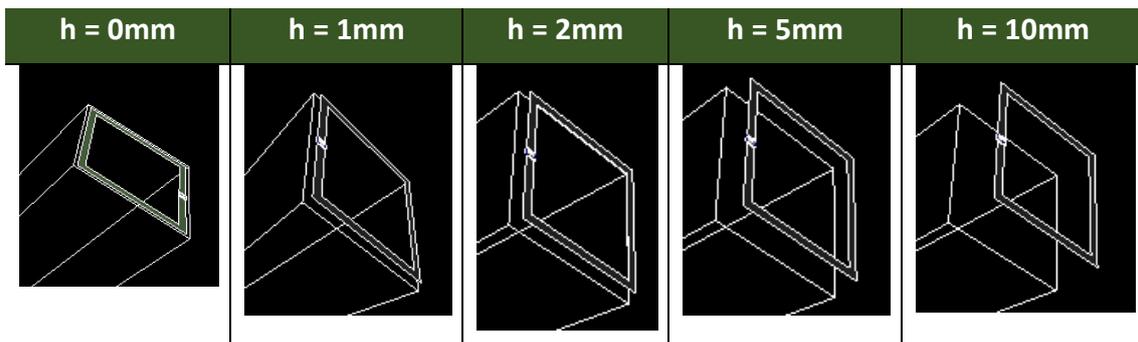


Tabla 11 Vista 3D del material, capa de aire y loop simulado en IE3D

Los parámetros de simulación son los siguientes y se mantienen invariantes para todas las simulaciones:

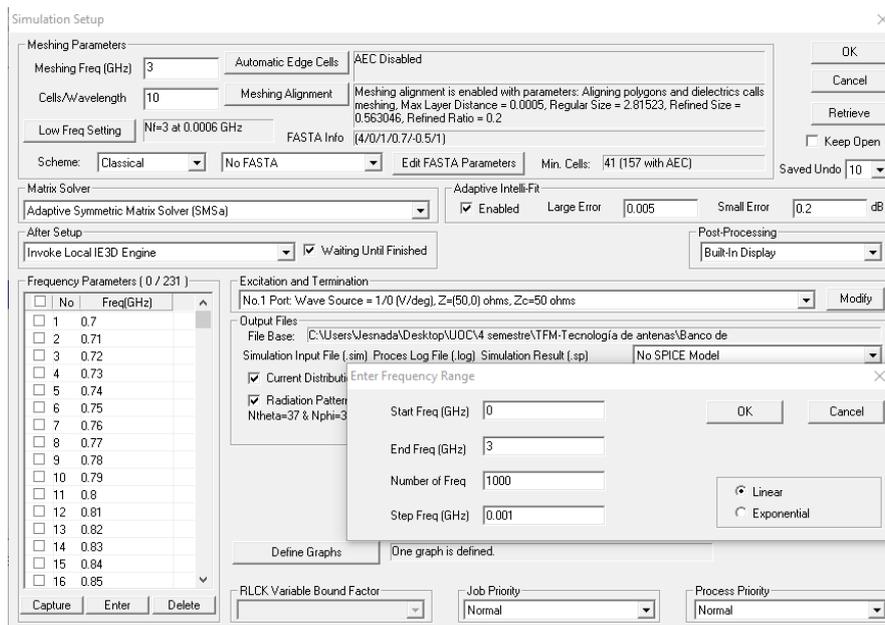


Figura 53 Parámetros simulación IE3D

4.3.1. 900MHz

4.3.1.1. Diseño del loop

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{900 \cdot 10^6} = 0.33m$$

$$\text{Longitud de cada lado del loop: } l = \frac{\lambda}{4} = \frac{0.33}{4} = 0.0825m$$

4.3.1.2. Simulaciones

Parámetro S_{11}

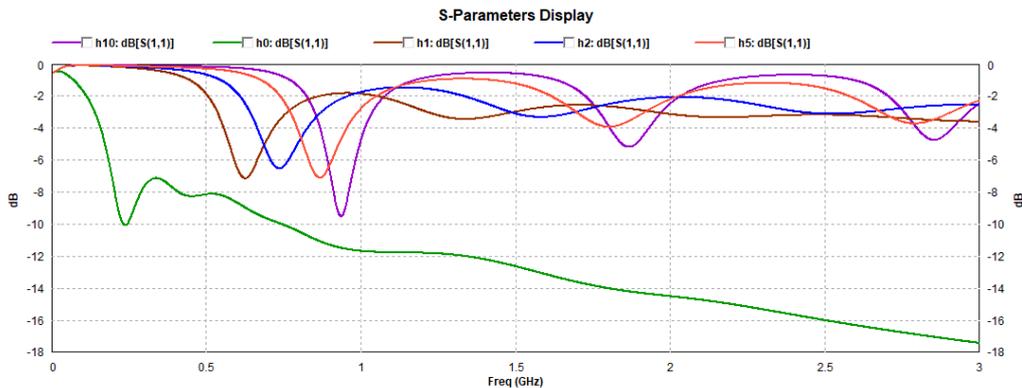


Figura 54 Gráfica parámetro S_{11} para diferentes capas de aire abdomen-loop 900MHz

Se observa como cuando no hay separación entre el loop y el abdomen (caso $h=0\text{mm}$) la frecuencia de resonancia se desplaza desde los 900MHz hasta los 250MHz, vemos como este desplazamiento se va haciendo menor y cuando la separación es 10mm ya coincide la frecuencia de resonancia con el diseño siendo el mejor caso el de mayor separación. Para $h=1\text{mm}$ se desplaza a los 600MHz, a los 2mm a los 700MHz y 800MHz a los 5mm de separación.

Se observa como en los casos de 1,2 y 5mm las pérdidas de retorno tienen un valor semejante y en 10mm de separación disminuyen.

En el caso del loop se observa como ahora el ancho de banda no se puede ver a los -10dB, pero si observamos, por ejemplo, en -4dB que independientemente de la separación tienen el mismo a excepción del caso del loop pegado al abdomen donde se observa un comportamiento anómalo.

Eficiencia de antena y eficiencia de radiación

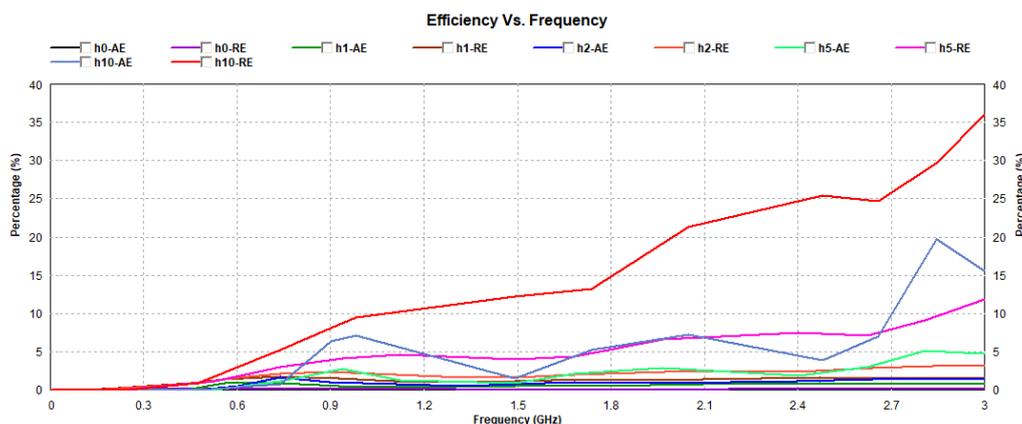


Figura 55 Gráfica eficiencia de antena y de radiación para diferentes capas de aire abdomen-loop 900MHz

En la leyenda de la gráfica AE (Antenna Efficiency) y RA (Radiation Efficiency). Se observa como la eficiencia de antena aumenta considerablemente cuando la separación es de 10mm mientras que entre 5mm y 0mm están en el rango menor al 10%.

Debido a que la gráfica se muestra muy agrupada para las separaciones menos se extrae la siguiente gráfica más acotada a la frecuencia de interés (900MHz) y hasta el 10% en el eje de ordenadas:

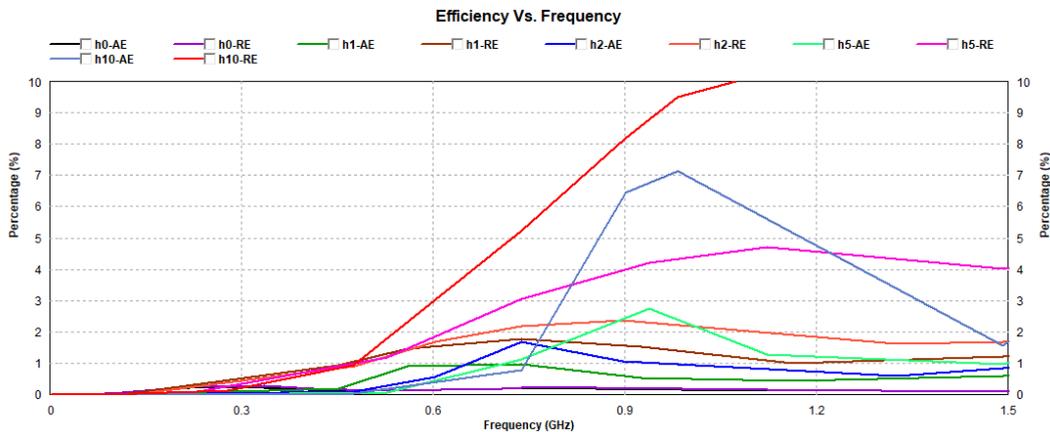


Figura 56 Gráfica eficiencia de antena y de radiación para diferentes capas de aire abdomen-loop 900MHz

Observamos como la mejor adaptación no se produce en los 900MHz, sino que sufre ligeros desplazamientos dependiendo de la separación, siendo menor en los casos donde la separación es inferior a los 5mm y superior en los otros dos casos.

Si que es cierto que la eficiencia de radiación es casi igual a la eficiencia de la antena y por tanto está muy bien adaptado el *loop* emporando cuando la separación es mayor. Excepto en el caso de la separación de 10mm donde vemos como esta adaptación se produce alrededor de 1GHz.

4.3.2. 2.45GHz

4.3.2.1. Diseño del *loop*

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{2.45 \cdot 10^9} = 0.122m$$

$$\text{Longitud de cada lado del } \textit{loop}: l = \frac{\lambda}{4} = \frac{0.122}{4} = 0.0305m$$

4.3.2.2. Simulaciones

Parámetro S_{11}

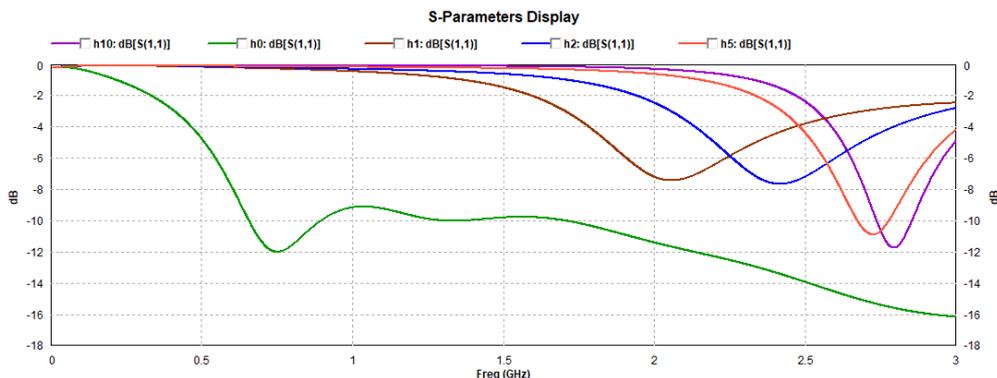


Figura 57 Gráfica parámetro S_{11} para diferentes capas de aire abdomen-loop 2.45GHz

Se observa como cuando no hay separación entre el *loop* y el abdomen (caso $h=0\text{mm}$) la frecuencia de resonancia se desplaza desde los 2.45GHz hasta los 750MHz , vemos como este desplazamiento se va haciendo menor para 1mm de separación está en 2GHz y en 2mm coincide con la frecuencia de trabajo 2.45GHz mientras que para las separaciones de 5 y 10mm la frecuencia de resonancia se desplaza hacia frecuencias superiores $2.6\text{--}2.7\text{GHz}$ respectivamente aproximadamente.

Se observa cómo se dan tres casos en las pérdidas de retorno, en el caso de $h=0\text{mm}$ el comportamiento es anómalo, en el caso de 1 y 2 mm alcanzan el mismo valor (-8dB) y para el caso de 5 y 10mm consiguen entre -10 y -12dB .

En el caso del *loop* se observa como ahora el ancho de banda se puede ver a los -10dB para los casos de $h=5\text{mm}$ y $h=10\text{mm}$ que es 0.1GHz , en -4dB es de 1.3GHz a excepción del caso del *loop* pegado al abdomen donde se observa un comportamiento anómalo.

Eficiencia de antena y eficiencia de radiación

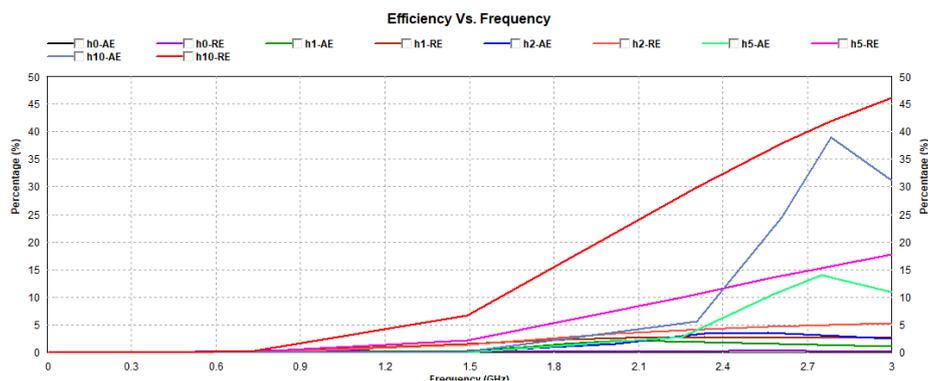


Figura 58 Gráfica eficiencia de antena y de radiación para diferentes capas de aire abdomen-loop 2.45GHz

En la leyenda de la gráfica AE (Antenna Efficiency) y RA (Radiation Efficiency). Se observa como para frecuencias inferiores a 900MHz el *loop* tiene una eficiencia igual a 0. La eficiencia de antena aumenta considerablemente cuando la separación es de 10mm mientras que entre 5mm y 0mm están en el rango menor al 10%.

Debido a que la gráfica se muestra muy agrupada para las separaciones menos se extrae la siguiente gráfica más acotada a la frecuencia de interés (2.45GHz) y hasta el 34% en el eje de ordenadas:

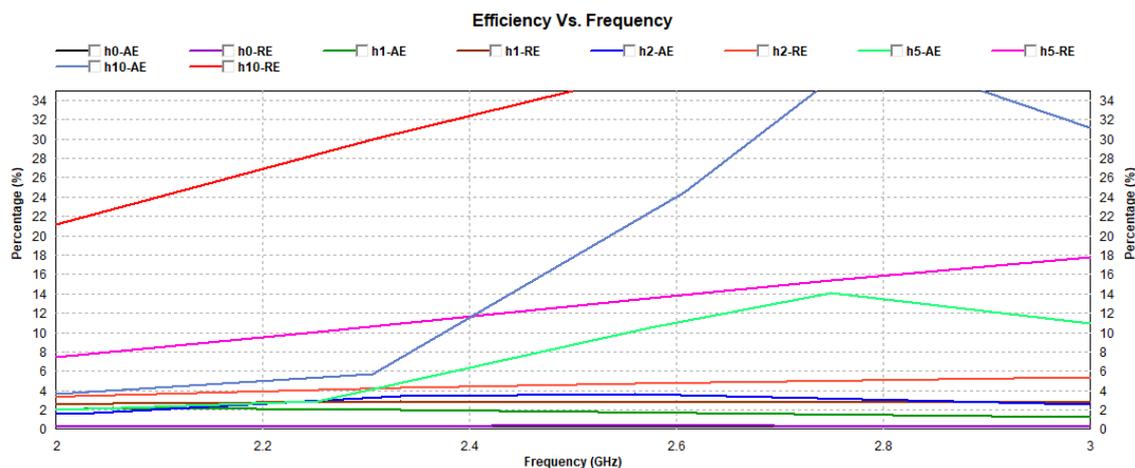


Figura 59 Gráfica eficiencia de antena y de radiación para diferentes capas de aire abdomen-loop 2.45GHz

Observamos como en la frecuencia de 2.4GHz se producen un pico en los casos de $h=5\text{mm}$ y $h=10\text{mm}$ mientras que para el resto se mantiene entre 2-6%.

Si que es cierto que la eficiencia de radiación es casi igual a la eficiencia de la antena y por tanto está muy bien adaptado el *loop* emporando cuando la separación es mayor, así como en los casos de $h=5\text{mm}$ y $h=10\text{mm}$ vemos que, aunque ambas gráficas AE y RE se separan en 2.45GHz tienden a tener el mismo valor.

4.5. Comparación dipolo y *loop*

En este apartado vamos a comparar dos casos de los anteriores para ver si es mejor un dipolo o un *loop* se compara el caso de 900MHz cuando $h=10\text{mm}$ (un buen caso) y para 2.45GHz cuando $h=2\text{mm}$ (un caso intermedio).

4.3.3. 900MHz $h=10\text{mm}$

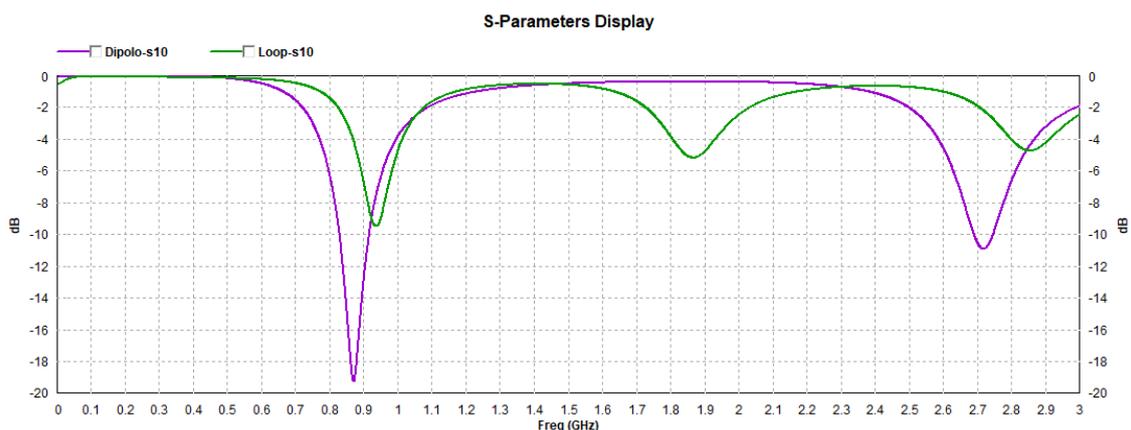


Figura 60 Gráfica parámetro S_{11} para dipolo y *loop* 900MHz $s=10\text{mm}$

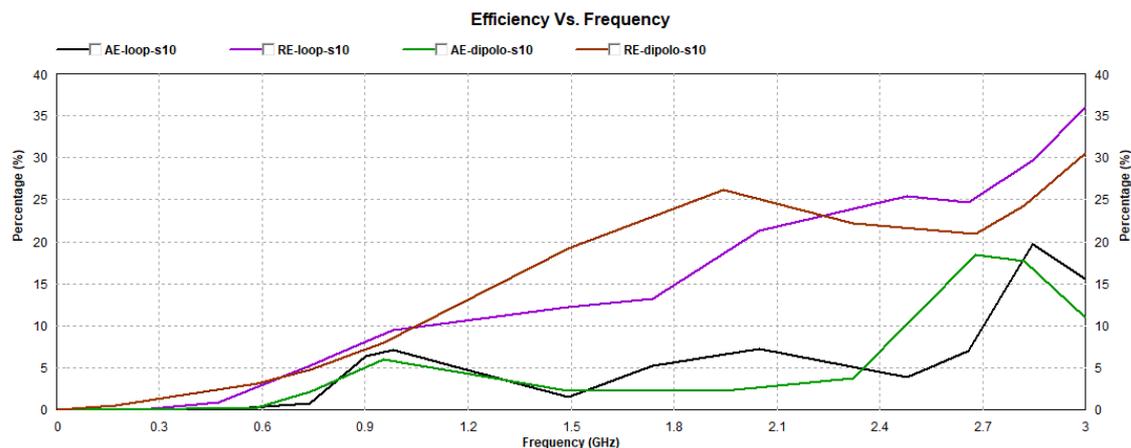


Figura 61 Gráfica eficiencia de antena y de radiación para dipolo y *loop* 900MHz $s=10\text{mm}$

Para este caso se observa que la eficiencia para los 900MHz es similar y está entre el 5 y el 10%; tanto el dipolo como el *loop* están bien adaptados a esa frecuencia. En este caso sería mejor el dipolo ya que su parámetro S_{11} es mejor frente al del *loop* aunque la frecuencia de resonancia es un poco más baja de los 900MHz y en el caso del *loop* por encima; si tomamos el ancho de banda en -10dB vemos como en el caso del *loop* la frecuencia de trabajo no está dentro del ancho de banda.

4.3.4. 2.45GHz h=2mm

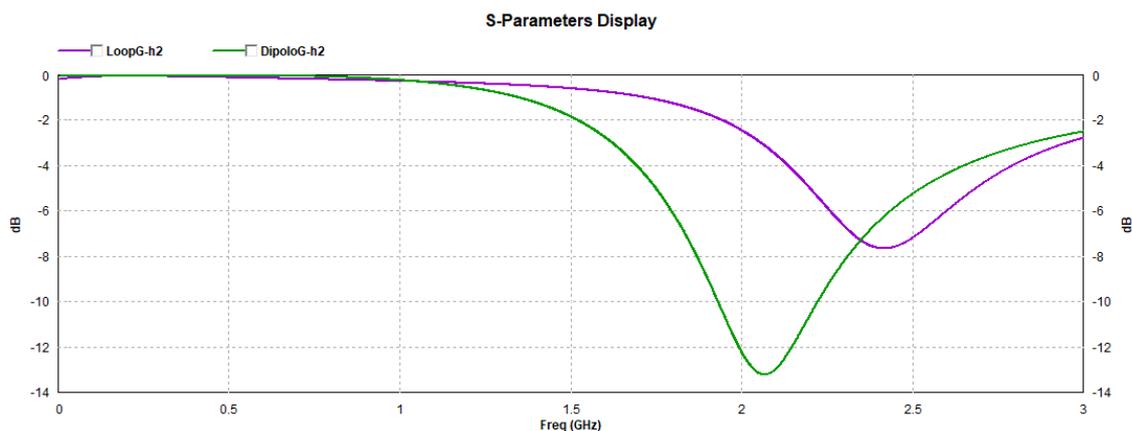


Figura 62 Gráfica parámetro S_{11} para dipolo y loop 2.45GHz s=2mm

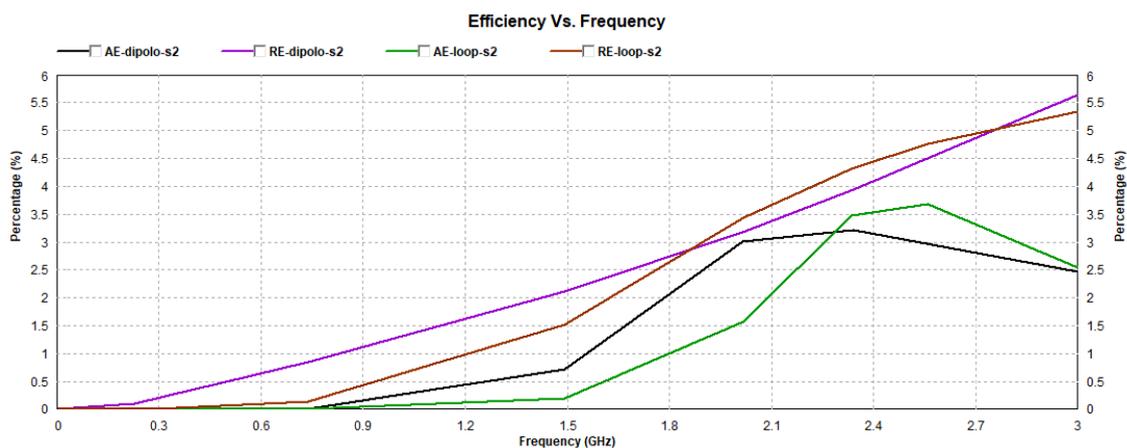


Figura 63 Gráfica eficiencia de antena y de radiación para dipolo y loop 2.45GHz s=2mm

Para este caso se observa que la eficiencia para los 2.45GHz son muy próximas y varían 0.5%; tanto el dipolo como el *loop* están bien adaptados a esa frecuencia. En este caso sería mejor el *loop* ya que su parámetro S_{11} está en la frecuencia de trabajo mientras que en el dipolo se ha desplazado hacia los 2GHz. Para que la frecuencia de 2.45GHz esté en el ancho de banda del dipolo habría que tomar -4.5dB como mínimo mientras que en el *loop* tenemos -7 / -8dB. Por todo ello en este caso el *loop* ofrece mejor resultado tanto en eficiencia como en pérdidas de retorno.

4.6. Conclusiones

Podemos concluir que tanto en el caso del *loop* como del dipolo cuando se pega al abdomen se modifica la frecuencia de trabajo y por tanto se debería rediseñar. También vemos como los valores de eficiencia son muy bajos <10%, vemos como se incrementa y llega alrededor del 30% cuando trabajamos con 2.45GHz y una separación de 10mm.

5. Conclusiones y líneas futuras

Para concluir, resumir y cerrar el trabajo se va a calcular a qué distancia máxima podemos estar por encima del umbral de 90dBm para comprobar que, aunque la eficiencia, como hemos visto es muy pequeña, podemos tener varios metros de distancia entre el transmisor y el receptor de las simulaciones.

Para ello se a comparar el caso de h=0mm, h=2mm (por ser unas distancias bastante usuales, ya que normalmente el dispositivo con la antena se tiene pegado al cuerpo o a muy pocos milímetros) para el dipolo y para el *loop* tanto para la frecuencia de 900MHz como para 2.45GHz para obtener esa distancia máxima.

Para esto, se utiliza la ecuación de Friis y se realizan los cálculos en la web [116] introduciendo los siguientes valores:

$$1] P_{rx} = P_{tx} G_{tx} G_{rx} \left(\frac{c}{4\pi D_r f_0} \right)^2$$

$$2] P_{rx}(dB) = P_{tx} + G_{tx} + G_{rx} + 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi D_r} \right)$$

Friis Equation is used to find the ideal power received at an antenna from basic information about the transmission. The only inherent pitfall of Friis equation is the fact that it is only calculated for a single frequency, where transmissions are typically comprised of many. However, given a high enough center frequency, the difference in received power over the bandwidth should be reasonably small.

Figura 64 Imagen de la web para el cálculo

Para la potencia de transmisión se introduce el valor 100mW [117] y para la ganancia del receptor 1dBi para tener una ganancia buena de recepción.

La ganancia del transmisor se calcula como la directividad por la eficiencia. Asumimos una ganancia de 3dBi y las siguientes eficiencias, obtenidas de las gráficas simuladas:

Tipo antena	Frecuencia	Altura (mm)	Eficiencia (dB) 10log (%)	Ganancia del transmisor (Ganancia + Eficiencia) (dB)
Dipolo	900MHz	0	-30	-27
		2	-18.23	-15.25
	2.45GHz	0	-30	-27
		2	-15.23	-12.23
Loop	900MHz	0	-26.99	-23.99
		2	-20	-17
	2.45GHz	0	-30	-27
		2	-14.56	-11.56

Tabla 12 Cálculo de la ganancia del transmisor

Se introducen los diferentes valores en la web, tal como muestra la Figura 56 y se obtiene los siguientes resultados donde vemos el límite para una sensibilidad marcada de -90dBm que es una sensibilidad a la que suelen llegar los receptores en qué distancia se limita:

Tipo antena	Frecuencia	Altura (mm)	Distancia (m)	Potencia recibida (mW) resultado web	Potencia recibida (dBm) $10 \cdot \log(\text{mW})$
Dipolo	900MHz	0	300	9.829e-10	-90.07
		2	1500	1.174e-9	-89.30
	2.45GHz	0	160	9.304e-10	-90.31
		2	900	8.819e-10	-90.55
Loop	900MHz	0	600	9.805e-10	-90.09
		2	1400	9.005e-10	-90.46
	2.45GHz	0	160	9.304e-10	-90.31
		2	950	9.235e-10	-90.34

Tabla 13 Cálculo distancia máxima tx-rx

Concluimos que a pesar de las bajas eficiencias que muestran en las simulaciones, y en algunos casos sin ser la frecuencia de resonancia, podemos conseguir distancias de transmisión entre 160 y 1500 metros. También se observa que, en estos casos, con un *loop* tenemos mayor distancia, notándose considerablemente cuando está a 0mm del abdomen y a la frecuencia de 900MHz ya que la distancia se duplica. En el caso de 2.45GHz cuando no hay separación entre la antena y el abdomen ambos se comportan de igual manera.

Podemos concluir que un *loop* nos proporciona mayores distancias para los casos estudiados, así como también que podemos conseguir una distancia aceptable entre transmisor y receptor a pesar de las bajas eficiencias resultado de las simulaciones.

Como líneas futuras se plantean las siguientes:

- Realizar en laboratorio las mediciones de los casos planteados para corroborar si lo simulado se asemeja a lo medido.
- Volver a realizar el estudio haciendo que los materiales sean capas finitas para ver cómo afecta el tamaño de la capa además del grosor.
- Diseñar los casos para que la antena esté adaptada en las condiciones de la simulación a la frecuencia de resonancia en vez de partir de las condiciones de contorno de espacio libre.

6. Bibliografía

1. Ahn, J, Kim, S, Lee, MJ & Kim, YS 2012, 'A compact printed dual-band WLAN antenna with a shorted coupling strip for mobile terminals', in Proc. Asia-Pacific Microw. Conf. (APMC), pp. 313-315.
2. Akpakwu, GS, Silva, B-J, Hancke, G-P & Abu-Mahfouz, A-M 2018, 'A survey on 5G networks for the internet of things: Communication technologies and challenge', IEEE Access, vol. 6, pp. 3619-3647.
3. Aldrigo, M, Costanzo, A, Masotti, D, Baldisserri, C & Dumitru Carmen Galassi, I 2013 'Numerical and experimental characterization of a button-shaped miniaturized UHF antenna on magneto-dielectric', Int. J. Microwave Wireless Technolog, vol. 5, pp. 231-9.
4. Alexa, F, Bardeanu, B & Vatau, D 2013, 'MIMO antenna system for LTE', in Proc. 36th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), Rome, Italy, pp. 294-298.
5. Alja'afreh, SS, Huang, Y, Xing, L, Xu, Q & Zhu, X 2015, 'A low-profile and wideband PILA-based antenna for handset diversity applications', IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 14, pp. 923-926.
6. Allgon US patent 1995, A Monopole-Plus-Helix-Antenna for Mobile handset, US Patent 5,661,495.
7. Anil Kumar, B & Trinatha Rao, P 2015, 'Overview of advances in communication technologies', IEEE 13th International Conference on Electromagnetic Interference and Compatibility (INCEMIC), pp. 102-104.
8. Arslan, R & Khan, A 2010, 'Use of high permittivity ceramic (block) in small antenna design', IEEE International Conference on Intelligent and Advanced Systems, pp. 1-6.
9. Balanis, A 2005, Theory Analysis and Design Third Edition, United States of America.
10. Ban, YL, Liu, CLJW & Li, R 2013, 'Small-size wideband monopole with distributed inductive strip for seven-band WWAN/LTE mobile phone', IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 12, pp. 7-10.
11. Bancha Luadang, Rewat Senathong & Chuwong Phongcharoenpanich 2018, 'Magneto dielectric-laden miniaturized wideband meander line antenna for mobile devices', International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2018.
12. Bao Y Lim, Teik-Thye, W & Rong 2018, 'Urea-assisted one-step synthesis of cobalt ferrite impregnated ceramic membrane for sulfamethoxazole degradation via peroxymonosulfate activation', Chem. Eng. J, vol. 343, pp. 737-47.
13. Benisha, M, Thandaiah Prabu, R & Thulasi Bai 2019, 'Evolution of mobile generation technology', International Journal of Recent Technology and Engineering (IJRTE), vol. 7, no. 5S4.
14. Bhatti, RA, Yi, S & Park, S 2009, 'Compact antenna array with port decoupling or LTE-standardized mobile phones', IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 8, pp. 963-965.

15. Byeong-Yong Park, Myung-Hun Jeong & Seong-Ook Park 2014, 'ParkA magneto-dielectric handset antenna for LTE/WWAN/GPS applications', IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 13.
16. Reddy, CJ & Gampala, G 2011, 'Antenna design considerations for LTE mobile applications', IEEE Long Island Section, pp. 1-4.
17. Chen & Ciou, C 2015, 'MIMO antennas for mobile phone applications', International Workshop on Antenna Technology (iWAT), vol. 1, pp. 160-163.
18. Chen, H & Zhao, A 2016, 'LTE antenna design for mobile phone with metal frame', IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 15, pp. 1462-1465.
19. Chen, HD & Chen, HT 2004, 'A CPW-fed dual-frequency monopole antenna', Antennas and Propagation IEEE Transactions on, vol. 52, no. 4, pp. 978-982.
20. Chen, LF, Ong, CK, Neo, CP, Varadan, VV & Varadan, VK 2004, Microwave Theory and Techniques for Materials Characterization, New York: Wiley.
21. Cheon, Y Lee, J & Lee, J 2012, 'Quad-band monopole antenna including LTE 700 MHz with magneto-dielectric material', IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 11, pp. 137-140.
22. Ching-Lei Li & Kun-Mu Chen 1995, 'Determination of electromagnetic properties of materials using flanged open ended coaxial probe -full wave analysis', IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 44, pp. 19-27.
23. Cho, YJ, Hwang, SH & Park, SO 2005, 'A dual-band internal antenna with a parasitic patch for mobile handsets and the consideration of the handset case and battery', IEEE Antennas Wireless Propagation Letters, vol. 4, pp. 429-432.
24. Choi, J Hwang, W You, C Jung, B & Hong, W 2019, 'Four-element reconfigurable coupled loop MIMO antenna featuring LTE full-band operation for metallic-rimmed smartphone', IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 67, no. 1, pp. 99-107.
25. Cooper & Martin 1975, All Signaling, U.S. Patent 3,906,166.
26. Corbett Rowell 2014, Cellular Antenna Design, Wiley Publications.
27. Devi, EC & Soibam, I 2019, 'Tuning the magnetic properties of a ferrimagnet', J. Magn. Mater, vol. 469, pp. 587-592.
28. Dioum, I, Diallo, A & Farssi, SM 2014, 'A novel compact dual-band LTE antenna-system for MIMO operation', IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 62, no. 4, pp. 2291-2296.
29. Dominik Mente & Clive Bax 2018, Test Plan for Wireless Device Over the Air Performance, Version 3.7.1.
30. Fan, Y & Rahmat-Samii, Y 2003, 'Reflection phase characterizations of the EBG ground plane for low profile wire antenna applications', in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 51, no. 10, pp. 2691-2703.
31. FCC 1997, 'Evaluating compliance with FCC guidelines for human exposure to radiofrequency electromagnetic fields', OET Bulletin 65.

32. Ferrero, A, Chevalier, JM, Ribero, R, Staraj, J, Mattei, L & Queffelec, Y 2011, 'A new magneto-dielectric material loaded, tunable UHF antenna for handheld', IEEE antennas and Wireless, vol. 10.
33. Fujimoto, K & James, JR 1994, Mobile Antenna System Handbook, Artech House, Boston. chap. 4.
34. Gokulnath, C Balaji, S Deepak Ramprasath, S Raju, S & Abhaikumar V 2018, 'An investigation of Ba_xLa_{1-x}Fe₁₂O₁₉ magneto dielectric material to develop miniaturized antenna for navigational applications', Mater. Res. Express, 5 076103, pp 1-7.
35. Guo, J, Fan, J, Sun, L & Sun, B 2013, 'A four-antenna system with high isolation for mobile phones', IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 12, pp. 979-982.
36. Haapala, P & Vainikainen, P 1996, 'Helical antennas for multi-mode mobile phones', Hotel Hilton Atrium, Prague, Czech Republic. 26th EuMC a, pp. 9-12.
37. Hamouda, Jean-Luc Wojkiewicz, Alexander, A Pud, Lamine Kone, Said Bergheul & Tuami Lasri 2018, 'Magnetodielectric nanocomposite polymer-based dual-band flexible antenna for wearable applications', IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 66, pp. 3271-3277
38. Hang Xu Hanyang Wang, Steven Gao, Hai Zhou, Yi Huang, Qian Xu & Yujian Cheng 2016, 'A compact and low profile loop antenna with six resonant modes for LTE smartphones', IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 64, no. 9. pp. 3743-3751.
39. Hu, CL, Lee, WF, Wu, Y, Yang, C & Lin, ST 2010, 'A compact multiband inverted-F antenna for LTE/WWAN/GPS/WiMAX/WLAN operations in the laptop computer', IEEE Ant. Wireless Propag. Lett., vol. 9, pp. 1169-1173.
40. Huang, D, Du, Z & Wang, Y 2018, 'Eight-band antenna for full-screen metal frame LTE mobile phones', IEEE Trans. Antennas Propag., Early Access., vol. 67, pp. 1527-1534.
41. Huang, H & Wu, J 2015, 'Decoupled dual-antenna with three slots and a connecting line for mobile terminals', IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 14, pp. 1730-1733.
42. Ibrahim, MI & Safwat, AM 2013, 'Metamaterial-inspired pentaband monopole antenna', IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 12, pp. 1684-1687.
43. Ikonen, P, Rozanov, KN, Osipov, AV, Alitalo, P & Tretyakov, S 2006, 'Magnetodielectric substrates in antenna miniaturization: Potential and limitations', IEEE Trans. Antennas Propagation., vol. 54, no. 11, pp. 1-4.
44. Irene Kong, C, Mohd, H & Rahim, A 2019, 'A triple band hybrid MIMO rectangular dielectric resonator antenna for LTE applications', IEEE Access., vol. 7, pp. 122900-122913.
45. Jaume, A, Aurora, A & Minh-Chau Huynh 2013, 'Advances in antenna technology for wireless handheld devices', International Journal of Antennas and Propagation, vol. 3, pp. 1-25.
46. KalaiSelvan, R, Augustin, CO, John Berchmans, L & Saraswathi, R 2003, 'Combustion synthesis of CuFe₂O₄', Mater. Res. Bull. vol. 38, pp. 41-54.

47. Kanchi, S, Sandilya, S, Bhosale, D, Pitkar, A & Gondhalekar, M 2013, 'Overview of LTE-A technology', in Proc. IEEE Global High Tech Congr. Electron. (GHTCE), pp. 195-200.
48. Karilainen, AO, Ikonen, PMT, Simovski, CR, Tretyakov, SA, Lagarkov, AN, Maklakov, SA, Rozanov, KN & Starostenko, SN 2011, 'Experimental studies on antenna miniaturization using magneto-dielectric and dielectric materials', IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 5, pp. 495-502.
49. Karkkainen, MK 2005, 'Meandered multiband PIFA with coplanar parasitic patches', IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 15, pp. 630-632.
50. Khan, R, Al-Hadi, A-A, Soh, P-J, Kamarudin, M-R, Ali, M-T & Owais, O 2018, 'User influence on mobile terminal antennas: A review of challenges and potential solution for 5G antennas', IEEE Access, vol. 6, pp. 77695-77715.
51. Kim, BN, Park, SO, Oh, JK & Koo, GY 2010, 'Wideband built-in antenna with new crossed c-shaped coupling feed for future mobile phone application', IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 9, P. 572.
52. Kim, GH & Yun, TY 2015, 'Small wideband monopole antenna with a distributed inductive strip for LTE/GSM/UMTS', IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 14, pp. 1677-1680.
53. Kingsley, JJ & Patil, KC 1988, 'A novel combustion process for the synthesis of fine particle α -alumina and related oxide materials', Mater. Lett, vol. 6, pp. 427-32.
54. Kivekas, O, Ollikainen, J, Lehtiniemi, T & Vainikainen, P 2004, 'Bandwidth, SAR, and efficiency of internal mobile phone antennas', Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions, vol. 46, no. 1, pp. 71-86.
55. Kyu Han, Madhavan Swaminathan, Raj Pulugurtha, Himani Sharma, Rao Tummala, Songnan Yang & Vijay Nair 2016, 'Magneto-dielectric nanocomposite for antenna miniaturization and SAR reduction', IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 15.
56. Lee Jae-Gon & Jeong-Hae Lee 2017, 'SAR reduction using integration of PIFA and AMC structure for pentaband mobile terminals', International Journal of Antennas and Propagation.
57. Lee, CT & Wong, K 2010, 'Planar monopole with a coupling feed and an inductive shorting strip for LTE/GSM/UMTS operation in the mobile phone', IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 58, no. 7, pp. 2479-2483.
58. Lee, J Hong, Y-K, Bae, S Abo, GS, Seong, W & Kim, G 2011, 'Miniature long-term evolution (LTE) MIMO ferrite antenna', IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 10, pp. 603-606.
59. Lee, JJ, Bae, S, Hong, YK, Jalli, J, Abo, GS, Seong, WM, Park, SH, Choi, CJ & Lee, JG 2009, 'Novel Ni-Mn-co ferrite for gigahertz chip devices', J. Appl. Phys, vol. 105, P. 07A514.
60. Lee, SW, Jung, HS & Sung, YJ 2015, 'A reconfigurable antenna for LTE/WWAN mobile handset applications', IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 14, pp. 48-51.
61. Lee, WW & Jang, B 2019, 'A tunable MIMO with dual-port structure for mobile phones', IEEE Access., vol. 7, pp. 34113-34120.

62. Li, Y, Sim, C, Luo, Y & Yang, G 2018, '12-port 5G massive MIMO antenna array in sub-6GHz mobile handset for LTE bands 42/43/46 applications', *IEEE Access*, vol. 6, pp. 344-354.
63. Lin, KC, Lin, CH & Lin, YC 2013, 'Simple printed multiband antenna with novel parasitic-element design for multistandard mobile phone applications', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 1, pp. 488-491.
64. Liu, D 1999, 'A multi-branch monopole antenna for dual-band antenna cellular applications', *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium and URSI Radio Science Meeting Proceedings* vol. 3, pp. 1578-1581.
65. Liu, H, Li, Z, Sun, X & Mao, J 2005, 'Harmonic suppression with photonic bandgap and defected ground structure for a microstrip patch antenna', *IEEE Microw. Compon. Lett.*, vol. 15, no. 2, pp. 55-56.
66. Liu, X, Wu, N, Cui, C, Bi, N & Sun, Y 2015, 'One pot synthesis of Fe₃O₄/MnO₂ core-shell structured nanocomposites and their application as microwave absorbers', *RSC Adv*, vol. 5, pp. 24016-22.
67. Lu, JH & Guo, JL 2014, 'Small-size octa-band monopole antenna in an LTE/WWAN mobile phone', *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 548-551.
68. Manoj, K, Meshram, A, Reza, K 2012, 'A novel quad-band diversity antenna for LTE and Wi-Fi applications with high isolation', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, pp. 4360-4372.
69. Mantash, M, Tarot, A-C & Las-Heras, F 2013, 'Dual-band coplanar waveguide-fed smiling monopole antenna for Wifi and 4G long-term evolution applications', *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 7, pp. 777-782.
70. Mosallaei, H & Sarabandi, K 2004, 'Magneto-dielectrics in electromagnetics: Concept and applications', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 2, pp. 1558-1567.
71. Naik, P, Ruparelia, S & Bhatt, N 2017, 'Review of design strategies of dual/tri-band antennas for GPS and IRNSS applications', *ICTACT Journal on Microelectronics*, vol. 3, no. 2, pp. 379-384.
72. Nossenson, R 2009, 'Long-term evolution network architecture', in *Milli-crowaves, Communications, Antennas and Electronics Systems, 2009. COMCAS 2009. IEEE International Conference on*. IEEE, pp. 1-4.
73. Ozgur, U, Alivov, Y & Morkoc, H 2009, 'Microwave ferrites, part 1: Fundamental properties', *J Mater Sci: Mater Electron*, vol. 20, pp. 789-834.
74. Pevand, Bahramzy, Ole Jagielski, Simon Svendsen, Poul Olesen & Gert F Pedersen 2016, 'Aspects of high-Q tunable antennas and their deployment for 4G Mobile communications [antenna applications corner]', *Antennas and Propagation Magazine IEEE*, vol. 58, no. 4, pp. 70-81.
75. Preudhomme, J & Tarte, P 1971, 'Infrared studies of spinels—III: The normal II-III spinels', *Spectrochimica Acta A: Molecular Spectroscopy*, vol. 27, no. 9, pp. 1817-35.
76. Ren, YJ 2013, 'Ceramic based small LTE MIMO handset antenna', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 2, pp. 934-938.

77. Rowell, C & Lam, EY 2012, 'Mobile-phone antenna design', IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 54, pp. 14-34.
78. Salah, LM 2006, 'Spectroscopic studies of the effect of addition of Y³⁺ on structural characteristics of Ni-Zn ferrites', Physica status solidi A-Applications and Materials Science', vol. 203, pp. 271-281.
79. Sandell, U 1997, Antenna Device for PorTable Equipment, United States Patent 5, 661, 495.
80. Santi Phumying, Sumalin Phokha & Santi Maensiri 2014, 'Structure and magnetic properties of Mn-doped CoFe₂O₄ nanoparticles prepared by solvothermal route J supercond', Magn, vol. 27, pp. 2573-2579.
81. Selinis, I, Katsaros, K, Allayioti, M, Vahid, S & Tafazolli, R 2018, 'The Race to 5G Era; LTE and Wi-Fi', IEEE Access, vol. 6, no. 1, P. 56612.
82. Shang, W & Zhengwei, D 2015, 'A dual-antenna system for LTE/WWAN/WLAN/WiMAX smartphone applications', IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters., vol. 14, pp. 1443-1446.
83. Sievenpiper, D, Zhang, L, Broas, RFJ, Alexopolous, NG & Yablonovitch, E 1999, 'High-impedance electromagnetic surfaces with a for-bidden frequency band', IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 47, no. 11, pp. 2059-2074.
84. Status of the global LTE TDD market, report published by GSA 2015, Available from: <<http://www.gsa.com/>>.
85. Status of the global LTE TDD market, report published by GSA 2016, Available from: <<http://www.gsa.com/>>.
86. Sun, S, Cheng, M, Lu, S & Lin, J 2014, 'Compact MIMO PIFA for LTE/ WWAN operation in the mobile application', in Proc. 3rd Asia Pacific Conf. Antennas Propag. (APCAP), no. 36, pp. 26-28.
87. Sun, WJ, Yang, WW & Chen, WX 2017, 'Wideband low-profile low-temperature co-fired ceramic patch antenna with a differential-fed structure', Journal of Engineering The, no. 6, pp. 254-256.
88. Strytsin, I, Zhang, S & Pedersen, GF 2016, 'Performance investigation of a mobile terminal phased array with user effects at 3.5 GHz for LTE advanced', IEEE Antenna Wireless Propag. Lett., vol. 16, pp. 1847-1850.
89. Szotek, Z, Temmerman, WM, Ködderitzsch, D Svane, A Petit, L & Winter, H 2006, 'Electronic structure of normal and inverse spinelferrites from first principles', Phys. Rev. B, vol. 74, P. 174431.
90. Taga, T & Tsunekawa, K 1987, 'Performance analysis of a built-in planar inverted F Antenna for 800 MHz band porTable radio units', IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 5, no. 5, pp. 921-929.
91. Ting-Wei Kang & Kin-Lu Wong 2011, 'Coupled-fed shorted monopole with a radiating feedstructure for eight-band LTE/WWAN operation in the laptop computer', IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 59, pp. 674-679.

92. Typical mobile phone architecture. Available from: <<http://nokiaport.de/index.php?pid=mobileconstruct&mid=2>>.
93. Valkonen, R, Kaltiokallio, M & Icheln, C 2013, 'Capacitive coupling element antennas for multistandard mobile handsets', IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 61, no. 5, pp. 2783-2791.
94. Wang, S & Du, Z 2015, 'Decoupled dual-antenna system using crossed neutralization lines for LTE/WWAN smartphone applications', IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 14, pp. 523-526.
95. Wen-Shan, C & Jing-Wei, W 2012, 'An LTE/WWAN antenna contains monopole and coupled-fed loop for internal mobile phone', IEEE Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation., pp. 140-141.
96. Wen-Shan Chen & Wei-Chiang Jhang 2013, 'A planar WWAN/LTE antenna for portable devices', IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 12.
97. Werner, DH & Ganguly, S 2003, 'An overview of fractal antenna engineering research', IEEE Antennas Propag. Mag., vol. 45, no. 1, pp. 38-57.
98. Wonbin Hong 2017, 'Solving the 5G mobile antenna puzzle: Assessing future directions for the 5G mobile antenna paradigm shift', Microwave Magazine IEEE, vol. 18, no. 7, pp. 86-102.
99. Wong, K 2003, Planar Antennas for Wireless Communication, Published by John Wiley & Sons, Inc., Chap. 2, pp. 26-65.
100. Wong, KL, Lin, PW & Chang, CH 2011, 'Simple printed monopole slot antenna for penta-band wireless wide area network operation in the mobile handset', Microwave and Optical Technology Letters, vol. 53, no. 6, pp. 1399-1404.
101. Wong, KL & Chen, YC 2015, 'Small-size hybrid loop/open-slot antenna for the LTE smartphone', IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 63, no. 12, pp. 5837-5841.
102. Wong, KL & Yang, KP 1998, 'Modified planar inverted F antenna', Electron. Lett., vol. 34, no. 1, pp. 7-8.
103. Xiaocheng, W, Yongle, W & Ahmed, A 2018, 'A simple multi-broadband antenna for LTE/GSM/UMTS and WLAN/WiMAX mobile handset applications', IEEE Access., vol. 6, pp. 74453-74461.
104. Xu, Y, Sherwood, J, Qin, Y, Holler, RA & Bao, Y 2015, 'A general approach to the synthesis and detailed characterization of magnetic ferrite nanocubes', Nanoscale, vol. 29, pp. 12641-9.
105. Yan, Y, Yuan, H, Zheng, N & Peter, S 2012, 'Performance of uplink multi-user MIMO in LTE-advanced networks', in IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS), pp. 726-730.
106. Yang, C, Jung, WYB & Jung, CW 2011, 'Octaband internal antenna for 4G mobile handset', IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 10, pp. 817-819.
107. Yonghun Cheon, Jungyub Lee & Joonghee Lee 2012, 'Quad-band monopole antenna including LTE 700 MHz with magneto-dielectric material', IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 11.

108. Yong-Ling Ban, Cheng-Li Liu, Zhi Chen, Joshua Le-Wei Li & Kai Kang 2014, 'Small-size multiresonant octaband antenna for LTE/WWAN smartphone Applications', *Antennas and Wireless Propagation Letters IEEE*, vol. 13, pp. 619-622.
109. Zhang, S, Lau, BK, Tan, Y, Ying, Z & He, S 2012, 'Mutual coupling reduction of two PIFAs with a T-shape slot impedance transformer for MIMO mobile terminals', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 3, pp. 1521-1531.
110. Zheng, M, Wang, H & Hao, Y 2012, 'Internal hexa-band folded monopole/dipole/loop antenna with four resonances for mobile device', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 6, pp. 2880-2885.
111. Ziolkowski, RW 2002, 'Double negative metamaterial design, experiments, and applications', *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, San Antonio, TX, USA, USA, pp. 396-399.
112. Zuo, SL, Zhang, ZY & Xie, JJ 2014, 'Design of dual-monopole slots antenna integrated with monopole strip for wireless wide area network mobile handset', *IET Microwaves, Antennas and Propag.*, vol. 8, no. 3, pp. 194-199.
113. Jaume Anguera Pros, Aurora Andújar Linares. Módulos 1,2, 3 y 4. Asignatura Diseño y Aplicaciones de Antenas. UOC. 2019
114. IE3D User`s Manual. Release 15.0. Mentor Graphics Corporation. 2010
115. <https://speag.swiss/> Última vez consultada 4 de junio de 2020.
116. <https://www.pasternack.com/t-calculator-friis.aspx> Última vez consultada 4 de junio de 2020
117. Bluetooth Core Specification v 5.0. Covered Core Package Version: 5.0. Bluetooth SIG Proprietary. Publication Date: Dec 06 2016.
118. J. Anguera and A. Pérez, "Teoría de Antenas", *Enginyeria La Salle*, Universitat Ramon LLul, 2008.

