



*Doctoral thesis submitted for the degree of Doctor of Philosophy in Telecommunication
Engineering*

Postgraduate programme: Communication Technology

*DESARROLLO DE SOFTWARE DE SIMULACIÓN
BASADO EN EL MÉTODO NUMÉRICO FDTD Y SU
APLICACIÓN EN EL DISEÑO DE DISPOSITIVOS DE
MICROONDAS MINIATURIZADOS.*

Presentado por:

Jose Antonio Marcotegui Iturmendi

Supervisado por:

Dr. Francisco Falcone Lanas

Pamplona, 2017

Pagina en blanco intencionadamente.

PREFACIO

Esta tesis es fruto de mi participación en diferentes proyectos en algunos casos como gestor, en otras ocasiones como investigador, aunque yo diría más bien como desarrollador. La tesis la he estructurado en 4 capítulos:

- El capítulo 1 es una presentación de los fundamentales del método FDTD (Finite Difference Time Domain) con los cuales es posible llevar a cabo numerosas simulaciones de dispositivos como lo demuestran los 4 proyectos final de carrera que dirigí mientras fui profesor asociado de UPNA.
- El capítulo 2 presento algunos de los aspectos asociados a T-Solver (FDTD) la herramienta desarrollada por Tafco Metawireless para el cálculo electromagnético durante el proyecto NEOTEC "Desarrollo de software de aplicación para el diseño y consultoría electromagnética (T-Solver)".
- El capítulo 3 presenta los resultados obtenidos en diferentes proyectos de diseños de filtros y circuladores. Proyectos: PROFIT 2003-2004, Acorde, Fagor, IDEATA y METAFER.
- El capítulo 4 presento las conclusiones y líneas futuras.

Los cuatros proyectos final de carrera que dirigí relacionados con FDTD antes mencionados fueron:

- “Estudio del método numérico FDTD y desarrollo de un software para la simulación de estructuras microstrip”, Myriam Anaya. Pamplona 1999.
- “Implementación de Nuevas Funcionalidades en el Algoritmo de Cálculo electromagnético FDTD” Eva M^a García González. Pamplona, 2001
- “Diseño de Mallados No uniformes para FDTD y Desarrollo de la Técnica TF/SF” Jesus Miguel Illescas. Pamplona, 2003.
- “Paralelización del método de cálculo electromagnético FDTD (Finite-Difference Time-Domain)” Aritz Estevez, 2008

De ellos presento en el capítulo 1 de esta tesis algunos de los aspectos que considero básicos del método FDTD y que fueron implementados en estos proyectos final de carrera.

El capítulo 2 está asociado al Proyecto nacional gestionado por el CDTI - Programa NEOTEC-I denominado: "Desarrollo de software de aplicación para el diseño y consultoría electromagnética (T-Solver)". Durante este proyecto se desarrolló en Tafco software sobre la aplicación Blender que nos permitió tener un CAD 3D para la introducción de dispositivos o escenarios a los que podíamos aplicar diferentes cálculos como el mencionado FDTD, cálculo de RCS o de Ray-Launching. En este capítulo solo detallo aspectos genéricos del desarrollo de la interface, el histórico que permite simulaciones paramétricas y aspectos específicos asociados a FDTD.

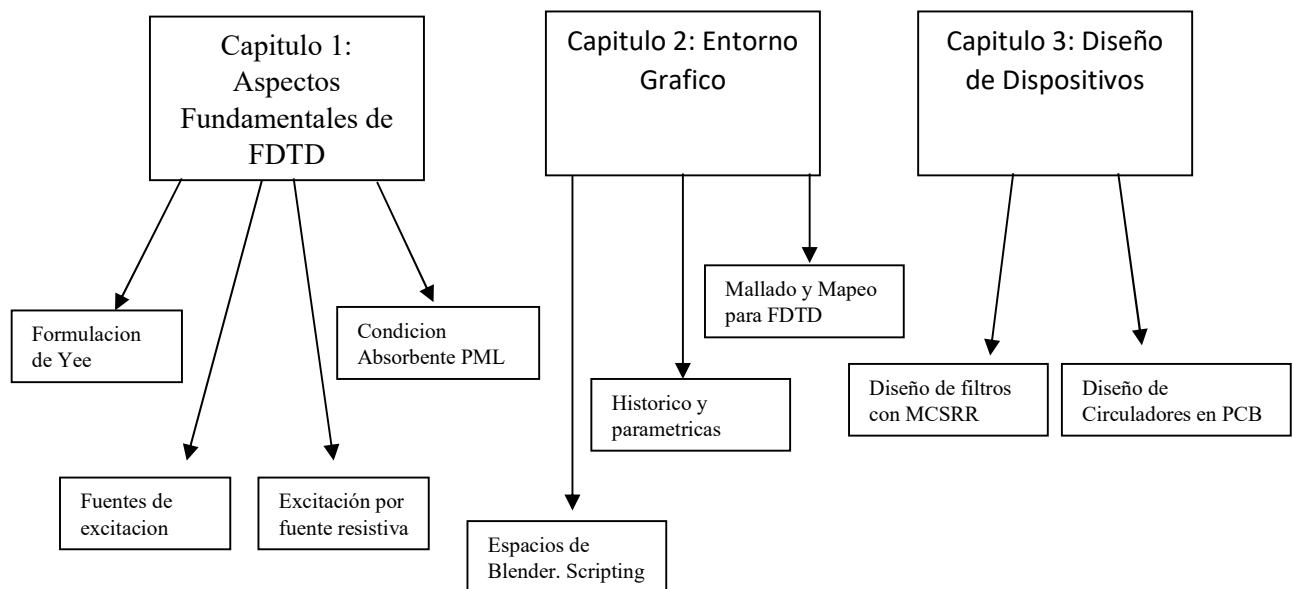
En cuanto al capítulo 3 presento diferentes diseños de filtros y circuladores. En cuanto a los filtros la partícula que sirve de base de los diseños que presento fue estudiada en los proyectos profit del año 2003 y 2004 cuyo título era “ESTUDIO Y CONTROL DE LA PROPAGACIÓN DE MICROONDAS Y ONDAS MILIMÉTRICAS BASADA EN META-MATERIALES” (¡PROYECTO EUREKA Σ!2895 “TELEMAC”)

En cuanto a los circuladores fueron desarrollados durante los proyectos:

- EURIPIDES-proyecto europeo llamado nº IDEATA EUR-09-802, denominado: “Diseño de arquitecturas innovadoras para antenas electrónicas direccionales”.
- EUREKA / ERA NET-proyecto europeo llamado nº METAFER E!8054, denominado: “Componentes ferromagnéticos basados en metamateriales en el rango de las microondas”.

Por último, mencionar dos proyectos en los que participo TAFCO en los que vi claramente la importancia de tener herramientas de cálculos electromagnéticos para el avance de la tecnología. Estos fueron:

- Proyecto europeo – EDA (Agencia Europea de defensa) JIP ICET contrato A-1089-RT-GC METALESA: Realización del proyecto de investigación para agencia de defensa europea, denominado: "METAmateriales for Active ELECTronically Scanned Arrays".
- Proyecto europeo – EDA (Agencia Europea de defensa) JIP ICET contrato A-1133-RT-GC METAFORÉ: Realización del proyecto de investigación para agencia de defensa europea, denominado: "Forecasts in Metamaterials with Extreme parameters For disruptive antennas, Radomes and Cloaking in Radar applications". Este estudio permitió pronosticar la identificación de áreas relacionadas con Metamateriales, donde se necesita investigación en tecnología de defensa y la creación de hojas de ruta para las inversiones en tecnología europea de defensa.



Estructura simplificada del contenido de la tesis.

AGRADECIMIENTOS

El agradecimiento siempre nos brinda la oportunidad de recordar a personas con las que además de compartir trabajo has compartido momentos de amistad y viajes que siempre resultan gratificantes. El primero de quien me quiero acordar en esta Tesis es de nuestro difunto Mario Sorolla. Él fue el que en el año 1998 me llevo consigo a California y me matriculo en un “Short course of FDTD” fue el inicio de mi interés en esta técnica de simulación Electromagnética. De Mario aprendí muchas cosas, pero una de las más importantes era su filosofía de **“vive y dejar vivir”** hasta siempre Mario fue un placer. Con él y con Francisco Falcone a finales del año 2008 empezamos una iniciativa empresarial que milagrosamente a día de hoy sigue viva. A Francisco Falcone le agradezco que insistiera y me animase a presentar esta tesis que la verdad es que ha resultado más gratificante de lo que esperaba.

Mención especial en este agradecimiento también para mis socios trabajadores en Tafco, Aritz Estevez y Alfonso Echave. Aritz Estevez es un grandísimo técnico y mejor persona. Es un auténtico placer trabajar con él. De mi amigo Alfonso Echave tengo que decir que he compartido muchas horas de trabajo y unos cuantos viajes de proyectos. Son muchos años peleando juntos y que espero que siga creyendo en sí mismo y en la vida (él ya me entiende, animo Alfonso).

También quiero acordarme de Eduardo Olariaga al igual que Aritz Estevez un gran técnico y una gran persona. También un agradecimiento por sus esfuerzos en determinados momentos de la vida de Tafco a Mikel Celaya y Jesús Illescas.

Tambien agradezco la colaboración de todas las personas con las que he colaborado ya en unos cuantos proyectos. Siempre ha sido una experiencia enriquecedora en prácticamente la totalidad de los casos, y sobre todo de los mas jóvenes, que luchaban por sacar su investigación adelante. En especial agradezco a Miguel Beruete durante el proyecto METALESA y su doctorando Pablo Rodriguez.

Por último, como no a mi familia: Mis padres, mi tía, mi mujer, mi hermana, mi hijo, mis cuñados y cuñadas, mis suegros y mis sobrinos por el maravilloso viaje de la vida junto a ellos.

Pagina en blanco intencionadamente.

Table of Contents

CAPITULO 1 ASPECTOS FUNDAMENTALES DE FDTD	10
1.1. Introducción	11
1.2. Formulación de Yee.....	12
1.2.1. La Celda de Yee.	12
1.2.2. Celda Primaria y Celda Secundaria de Yee.	14
1.2.3. Expresiones en diferencias finitas para las ecuaciones de Maxwell en tres dimensiones.	15
1.2.4. Conversión del Espacio Discreto Físico al Espacio Matricial.	18
1.2.5. El algoritmo de Yee.....	22
1.2.6. Implementación Práctica del cálculo de campos electromagnéticos en Lenguaje de Programación C.	23
1.2.7. Definición práctica de la estructura a simular.....	26
1.3. FUENTES DE EXCITACIÓN.	26
1.3.1. Excitación senoidal.	27
1.3.2. Excitación Pulso Gaussiano.	27
1.3.3. Excitación Pulso Gaussiano Modulado.....	28
1.3.4. EXCITACIÓN DE ESTRUCTURAS MICROSTRIP.	28
1.3.5. Condiciones Iniciales.	30
1.3.6. Pared Eléctrica.....	31
1.3.7. Pared Magnética.	31
1.3.8. CONMUTACIÓN FUENTE DE EXCITACIÓN - CONDICIÓN ABSORBENTE.	32
1.4. Excitación por fuente resistiva. Puerto discreto	34
1.4.1. Formulación:	36
1.4.2. Discretizar el espacio:.....	38
1.4.3. Discretizar el tiempo:	38
1.4.4. Aplicación de la condición de fuente resistiva en el algoritmo FDTD:.....	40
1.5. CONDICIÓN ABSORBENTE PML.	42
1.5.1. Formulación de Berenger.....	43
1.5.2. Medio absorbente de Berenger.	46
1.5.3. Medio absorbente de Berenger tridimensional.....	50
1.5.4. Medio Anisotrópico absorbente: el medio uniaxial absorbente (UPML).	51
1.5.5. Solapamiento de Medios Absorbentes Uniaxiales.....	54
1.5.6. Implementación del Medio PML: el espacio discreto.....	56
1.5.7. Implementación del Medio PML en FDTD.	59

CAPITULO 2 ENTORNO GRAFICO.....	69
2. Introducción.....	70
2.1. Espacios en Blender:	71
2.2. Creación de Paneles Personalizados:.....	72
2.3. Creación de POPUP's Personalizadas:.....	82
2.4. Integración de panel personalizado y popup (simulación de carga de materiales dinámica).....	87
2.5. HISTORICO.....	94
2.6. Mallado FDTD TSolver-Blender (python)	100
2.6.1. Editar Parámetros de mallado.....	101
2.6.2. Visualizar malla FDTD	103
2.6.3. Módulos TSolver.....	103
2.6.4. Código TSolver-C	105
2.6.5. Estructura código TSolver-C.....	107
2.6.6. Descripción de las funciones del código TSolver-C	108
2.7. Mapeo de los nodos FDTD TSolver-Blender (python).....	111
2.7.1. Módulos TSolver.....	113
2.7.2. Código TSolver-C	114
2.7.3. Estructura código TSolver-C	115
2.7.4. Descripción de las funciones del código TSolver-C	116
CAPITULO III. DISEÑO DE DISPOSITIVOS	119
3. Introducción.....	120
3.1. Diseños de filtros durante el PROFIT FIT-330200-2004-113	120
3.2. Primeros diseños de filtros con anillo dual cortado.....	122
3.3. Filtros diseñados para el proyecto Telemac (Lider Thales).....	125
3.4. Filtro para módulo de cabeza de Satelite de Fagor	133
3.5. Circuladores.....	142
3.5.1. Trabajo y resultados obtenidos en el proyecto IDEATA.....	142
3.5.1.1. INTRODUCCION. RESUMEN TÉCNICO	142
3.5.1.2. OBJETIVOS DEL PROYECTO.....	143
3.5.1.3. Actividad 1: Estudio de las Topologías (Diseño de la arquitectura):.....	145
3.5.1.4. Actividad 2: Modelado y Simulación – Caracterización	149
3.5.1.5. Actividad 3: Desarrollo (Modelado y Simulación):.....	153
3.5.1.6. Actividad 4: Validación (Caracterización y Validación):.....	155
3.5.2. Trabajo y resultados obtenidos en el proyecto METAFER	161
3.5.2.1. Actividad 4: Validación y Optimización de los Modelos de Simulación:	162

3.5.2.2. Actividad 5: Diseño Final y Fabricación de Prototipos definitivos:.....	169
CAPITULO IV CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS.....	193
ANEXOS	201
REFERENCIAS CITADAS	205
REFERENCIAS COMPLEMENTARIAS NO CITADAS.....	206
MERITOS DEL AUTOR	209

CAPITULO 1 ASPECTOS FUNDAMENTALES DE FDTD

A lo largo de este capítulo se revisará los elementos fundamentales del método FDTD que posibilitan realizar simulaciones de filtros, antenas y calcular los parámetros [S] de los mismos.

1.1. Introduccion

Dentro de lo que se conoce como simuladores de onda completa podemos citar el método de los momentos (MoM), el método de los elementos finitos (FEM) y el método de las diferencias finitas (FDTD). Los dos primeros son métodos implícitos resolviendo matrices, mientras que el tercero es un método que resuelve Faraday y Ampere de manera explícita.

Así como en el FEM, las incógnitas en FDTD provienen de un muestreo volumétrico de los campos eléctrico y magnético en todo el espacio completo (truncado en la práctica mediante la absorción de condiciones de contorno). Mientras que las mallas FEM normalmente constan de células tetraedricas, las mallas FDTD se construyen típicamente a partir de células rectangulares, también llamadas células Yee. Siendo un procedimiento de “marching-in-time”, el método FDTD actualiza los valores de campo iteración temporal a iteración temporal (siguiendo explícitamente las ondas electromagnéticas como se propagan a través de la estructura). Como resultado, una sola simulación FDTD puede proporcionar datos en un rango de frecuencias ultra-ancho.

Debido a su naturaleza simple y robusta y su capacidad para incorporar una amplia gama de materiales (no lineales) y dispositivos, el FDTD se utiliza para estudiar una amplia gama de aplicaciones: diseño de antenas, circuitos de microondas, efectos bio / EM, problemas EMC / EMI, fotónica.

Aún más que los simuladores basados en MoM o FEM, la popularidad de las soluciones basadas en FDTD ha sido facilitada por los recientes avances en la velocidad y capacidad de memoria del hardware de los computadores. FDTD es un método inherentemente paralelo y por lo tanto se presta muy bien a las capacidades de procesamiento de los más recientes CPU (procesadores de propósito general) y GPU (procesadores gráficos).

A modo resumen podemos decir que las principales ventajas del método FDTD son:

- Resuelve las ecuaciones de Maxwell (método de onda completa).
- Puede obtenerse con una sola simulación la respuesta a través de un amplio rango de frecuencias, utilizando como fuente un pulso.
- Permite encontrar frecuencias de resonancias que no se conocen a priori con exactitud o cual es el ancho de banda.
- Calcula los campos \vec{E} y \vec{H} en toda la región de interés.
- Determina los efectos de las discontinuidades y los efectos de blindaje.

Respecto a los inconvenientes del metodo FDTD podemos citar los siguientes:

- Se requiere cuadrricular toda la region de trabajo.
- Es necesario una discretización suficientemente fina para resolver la λ más pequeña como para los detalles del modelo.
- Puede tardar mucho tiempo en simular, sobre todo cuando se trabaja a niveles muy finos, como pueden ser unos cables.

Con respecto al FDTD implementado en Tafco hay temáticas que no se tratan en estas tesis puesto que alguno de mis compañeros es posible que presenten tesis doctoral. Entre las funcionalidades implementadas en Tafco se pueden citar:

- Algoritmo paralelizado con MPI
- Transformación campo cercano campo lejano
- Materiales con pérdidas y dispersivos

En este capítulo, consideramos la base del análisis FDTD de campo electromagnético, el algoritmo introducido por Kane Yee en 1966. La intuición de Yee fue elegir la geometría para el muestreo espacial de los componentes del vector de campo eléctrico y magnético que representa de forma robusta las formas diferencial e integral de Ecuaciones de Maxwell. Muchas rejillas alternativas de las ecuaciones de Maxwell se han propuesto en los 51 años desde el papel de Yee. Sin embargo, ninguno ha tenido el impacto seminal y la longevidad de su receta original. Esta rejilla junto con fuentes y las condiciones absorbentes son los ingredientes de una herramienta que cuanto más avance la capacidad de los ordenadores más poderosa se volverá.

1.2. Formulación de Yee

1.2.1. La Celda de Yee.

En 1966, Kane Yee [1], formuló un conjunto de ecuaciones en diferencias finitas para las ecuaciones con dependencia temporal de Maxwell, vistas en el apartado anterior, y particularizándolas para el caso de un material sin pérdidas, es decir, $\rho' = 0$ y $\sigma = 0$.

El algoritmo de Yee resuelve tanto el campo eléctrico como el campo magnético en el dominio espacial y temporal empleando las ecuaciones de Maxwell, en vez de resolver uno solo de estos campos mediante la ecuación de onda como plantean algunos métodos.

Esto es análogo a la ecuación integral de campos combinados empleada en la formulación del método de los momentos, en donde, las condiciones de contorno son impuestas en la superficie de la estructura del material.

El uso de la información tanto del campo eléctrico como del magnético en el proceso de cálculo, hacen que la solución proporcionada por el algoritmo de Yee sea más robusta que la obtenida empleando uno solo de ellos. De este modo, se pueden modelar de forma directa las propiedades eléctricas y magnéticas del material

Tal y como se ve en la figura 1.1, el algoritmo de Yee centra tanto las componentes del campo eléctrico como las del magnético, en un espacio tridimensional, de tal forma que cada componente del campo eléctrico está rodeada por cuatro componentes de campo magnético, y a la inversa, cada componente de campo \vec{H} , está rodeada de cuatro componentes de campo \vec{E} . De este modo, es fácil identificar las componentes de campo eléctrico asociadas a flujos magnéticos y a la inversa. Esto es de extrema utilidad a la hora de especificar condiciones de contorno y singularidades en la estructura a analizar.

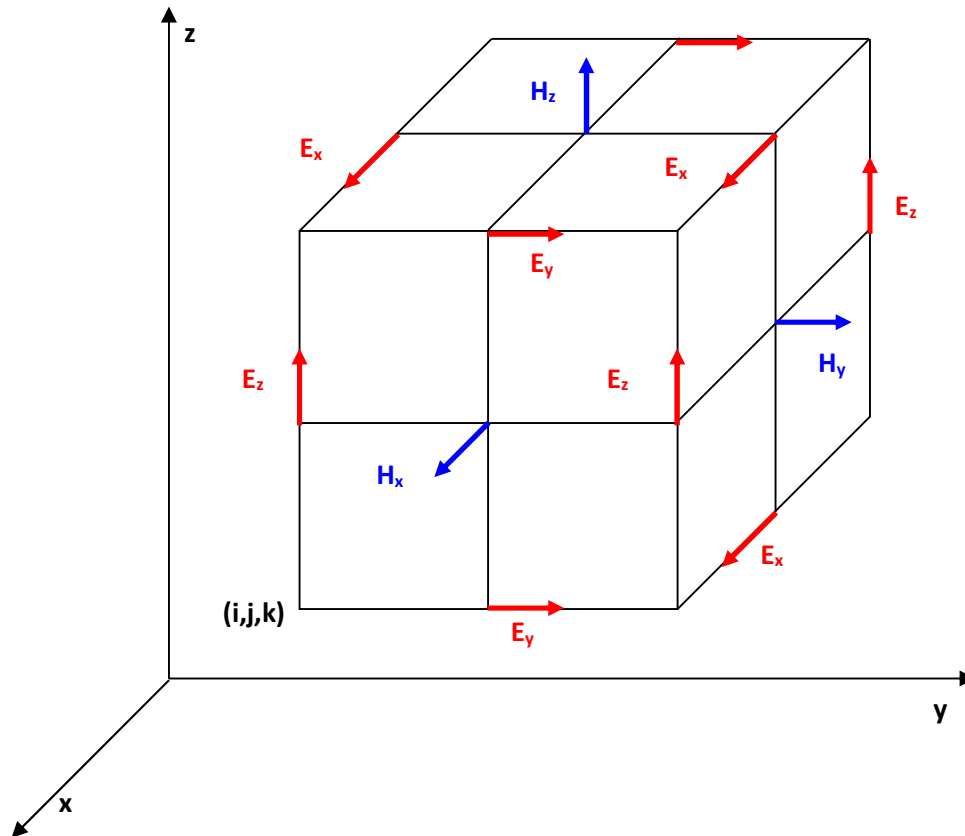


Figura 1.1. Celda unitaria primaria de Yee.

La especial disposición de los campos dentro de la celda de Yee, hace que las expresiones de diferencias finitas resultantes para las derivadas espaciales, sean centrales y además se obtenga una precisión de segundo orden.

La continuidad tanto de los campos eléctricos como de los magnéticos, se mantiene a través de cualquier interface entre diferentes medios, si éste se mantiene paralelo a cualquiera de las coordenadas de la celda. Gracias a esto, no es necesario imponer ninguna condición de contorno especial, sino que basta con definir tanto la permeabilidad como la permitividad de cada componente localizada dentro de la celda. Por tanto, se puede definir una aproximación de la estructura real con una resolución marcada por el tamaño de la celda unitaria de Yee.

La localización de las componentes eléctricas y magnéticas dentro de la celda de Yee, y las operaciones de diferencias centrales que se les aplica, hacen que se cumpla de forma implícita las relaciones de la Ley de Gauss. Como consecuencia de esto, se tiene una ausencia de carga libre magnética y eléctrica.

Tal y como se aprecia en la figura 1.2, el algoritmo de Yee realiza el cálculo de las componentes eléctricas y magnéticas de forma intercalada en el dominio temporal y en el dominio espacial. El cálculo del campo eléctrico en un punto particular de la estructura tridimensional, se realiza utilizando valores del campo magnético previamente almacenados en la memoria de la máquina, una vez hecho esto, se almacena en memoria el valor de campo eléctrico obtenido. El mismo proceso se repite de forma análoga para las componentes del

campo magnético. Se puede comprobar perfectamente el decalaje existente entre los campos eléctricos y magnéticos tanto en el dominio espacial como en el dominio temporal.

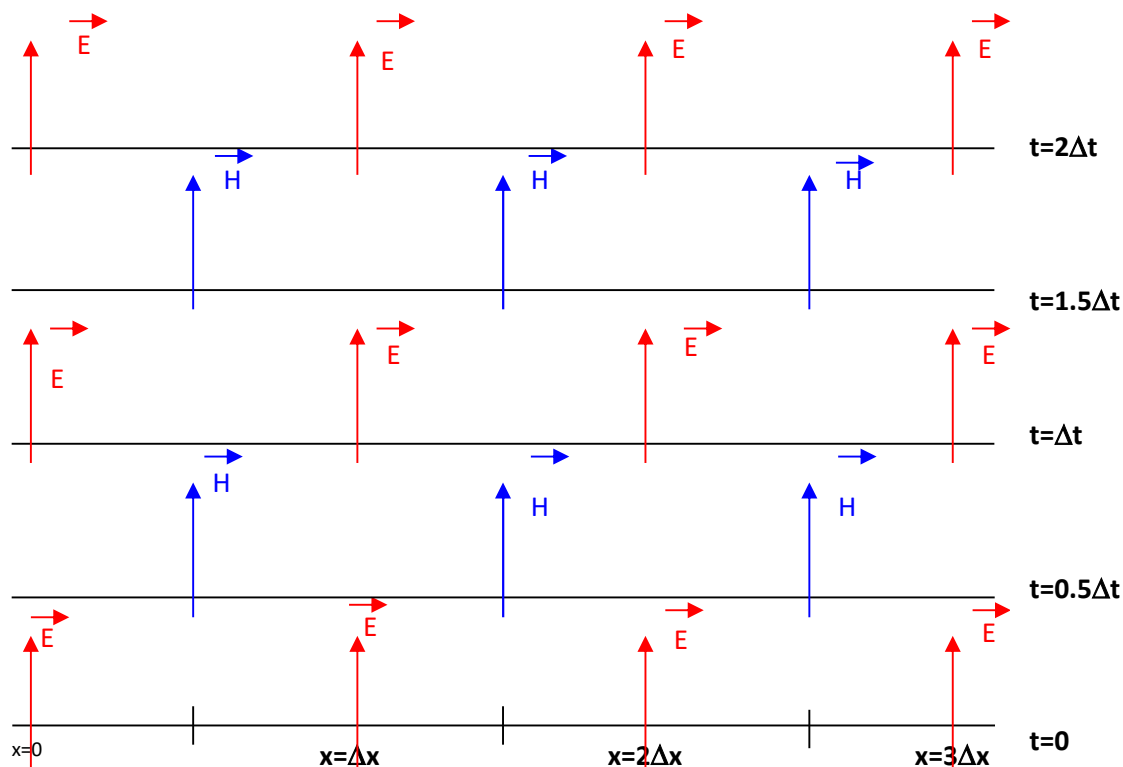


Figura 1.2. Representación espacio - temporal del algoritmo de Yee para una onda propagándose en un espacio unidimensional.

1.2.2. Celda Primaria y Celda Secundaria de Yee.

Existen dos criterios indistintamente utilizados, a la hora de situar las componentes de cada campo dentro de la celda básica de Yee tal y como se recoge en [2]. El primero de ellos se corresponde con el visto hasta ahora. Consiste en colocar los vectores del campo eléctrico en los centros de las aristas de la celda de Yee, y los vectores del campo magnético, perpendiculares a las caras y centrados en las mismas. Esta disposición corresponde a la representada en la figura 1.1 y recibe el nombre de “celda primaria de Yee”. La segunda opción, es inversa a la anterior, es decir, los vectores magnéticos se sitúan en los bordes y paralelos a los mismos, y los vectores eléctricos perpendiculares a las caras y en el centro de las mismas.

Esta segunda disposición, recibe el nombre de “*celda secundaria de Yee*” y se detalla en la figura 1.3.

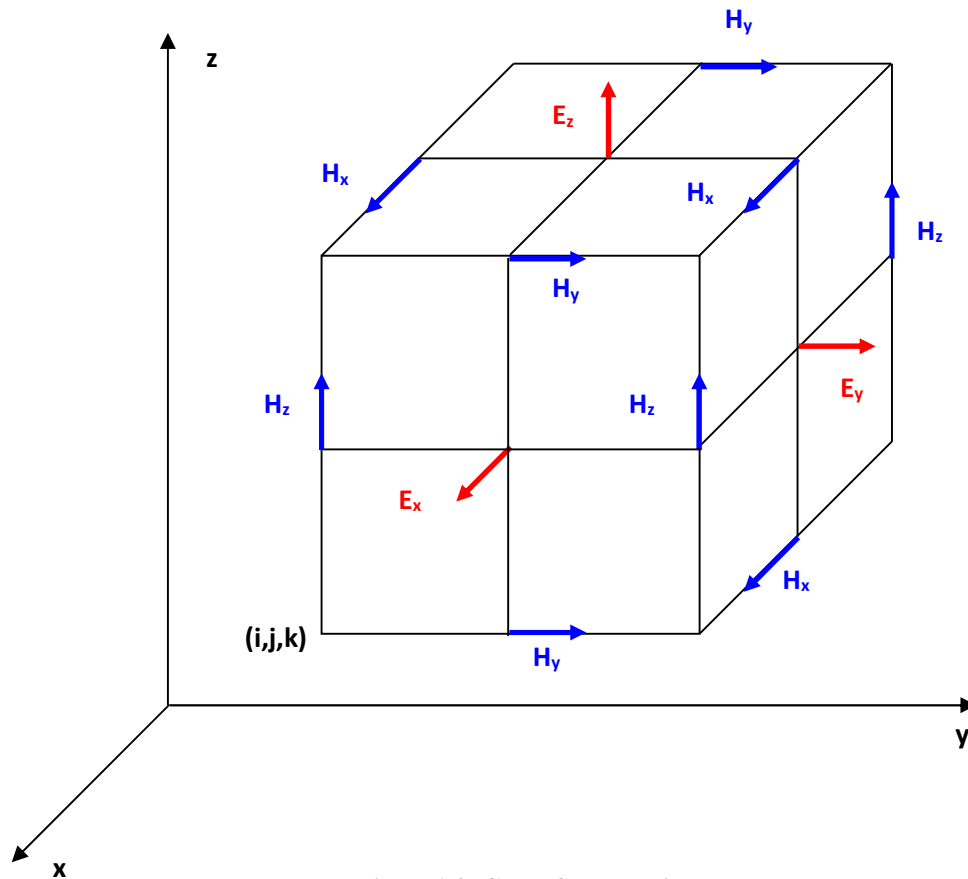


Figura1.3. Celda Secundaria de Yee.

A la hora de hacer la transformación del espacio físico al espacio discreto, es necesario tener muy en cuenta el tipo de celda de Yee utilizado pues las ecuaciones obtenidas para ambas celdas son diferentes.

1.2.3. Expresiones en diferencias finitas para las ecuaciones de Maxwell en tres dimensiones.

Una vez expuestos los conceptos básicos referentes al algoritmo de Yee, se está en condiciones de obtener una aproximación numérica de las ecuaciones de Maxwell en tres dimensiones usando diferencias finitas.

Yee introdujo la siguiente notación, tanto para puntos espaciales como para funciones dependientes del espacio y del tiempo.

Se denota cualquier punto genérico perteneciente a un mallado rectangular como

$$(i, j, k) = (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) \quad (1.1)$$

donde Δx , Δy , Δz , son los incrementos espaciales en el mallado, para cada una de las tres coordenadas x , y , z , y i , j , k son números enteros. Así mismo, cualquier función u con

dependencia temporal y espacial, y evaluada en un punto discreto del mallado, se puede expresar tal y como sigue

$$u(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = u_{i,j,k}^n \quad (1.2)$$

siendo Δt el incremento temporal, uniforme en todo el intervalo de observación, y n un entero.

Una vez expuestas estas ideas y utilizando las expresiones de diferencias finitas centrales, se procederá a la obtención de las aproximaciones numéricas para las ecuaciones de Maxwell.

Se desarrollará el procedimiento para la obtención de la aproximación numérica para una de las 6 ecuaciones, el resto, se podrán aproximar de forma similar.

Considérese la ecuación (1.3)

$$\frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \cdot \left(\frac{\partial \mathbf{E}_y}{\partial z} - \frac{\partial \mathbf{E}_z}{\partial y} - \rho' \mathbf{H}_x \right) \quad (1.3)$$

Substituyendo las derivadas espaciales y temporales en el instante n y en el punto del mallado de la celda primaria donde se encuentra $H_x(i, j, k)$ se tiene inicialmente

$$\frac{H_x|_{i,j,k}^{n+1/2} - H_x|_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} = \frac{1}{\mu_{i,j,k}} \cdot \left(\frac{E_y|_{i,j,k+1/2}^n - E_y|_{i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} - \frac{E_z|_{i,j+1/2,k}^n - E_z|_{i,j-1/2,k}^n}{\Delta y} - \rho'_{i,j,k} \cdot H_x|_{i,j,k}^n \right) \quad (1.4)$$

Multiplicando ambos lados de la ecuación por Δt y suponiendo ausencia de pérdidas magnéticas (el desarrollo completo se puede encontrar en [3]), se obtiene una expresión explícita para

$$H_x|_{i,j,k}^{n+1/2}$$

$$H_x|_{i,j,k}^{n+1/2} = H_x|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu_{i,j,k}} \cdot \left(\frac{E_y|_{i,j,k+1/2}^n - E_y|_{i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} - \frac{E_z|_{i,j+1/2,k}^n - E_z|_{i,j-1/2,k}^n}{\Delta y} \right) \quad (1.5 \text{ a})$$

De forma similar a la expuesta, se pueden obtener expresiones en diferencias finitas basadas en el algoritmo de Yee para el resto de las componentes de campo eléctrico y magnético, tal y como se detallan a continuación.

$$\mathbf{H}_y|_{i,j,k}^{n+1/2} = \mathbf{H}_y|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu_{i,j,k}} \cdot \left(\frac{\mathbf{E}_z|_{i+1/2,j,k}^n - \mathbf{E}_z|_{i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} - \frac{\mathbf{E}_x|_{i,j,k+1/2}^n - \mathbf{E}_x|_{i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} \right) \quad (1.5 \text{ b})$$

$$\mathbf{H}_z|_{i,j,k}^{n+1/2} = \mathbf{H}_z|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu_{i,j,k}} \cdot \left(\frac{\mathbf{E}_x|_{i,j+1/2,k}^n - \mathbf{E}_x|_{i,j-1/2,k}^n}{\Delta y} - \frac{\mathbf{E}_y|_{i+1/2,j,k}^n - \mathbf{E}_y|_{i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} \right) \quad (1.5 \text{ c})$$

$$\mathbf{E}_x|_{i,j,k}^{n+1} = \mathbf{E}_x|_{i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j,k}} \cdot \left(\frac{\mathbf{H}_z|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2} - \mathbf{H}_z|_{i,j-1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} - \frac{\mathbf{H}_y|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2} - \mathbf{H}_y|_{i,j,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} \right) \quad (1.5 \text{ d})$$

$$\mathbf{E}_y|_{i,j,k}^{n+1} = \mathbf{E}_y|_{i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j,k}} \cdot \left(\frac{\mathbf{H}_x|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2} - \mathbf{H}_x|_{i,j,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} - \frac{\mathbf{H}_z|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} - \mathbf{H}_z|_{i-1/2,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} \right) \quad (1.5 \text{ e})$$

$$\mathbf{E}_z|_{i,j,k}^{n+1} = \mathbf{E}_z|_{i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon_{i,j,k}} \cdot \begin{pmatrix} \frac{\mathbf{H}_y|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} - \mathbf{H}_y|_{i-1/2,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} \\ - \frac{\mathbf{H}_x|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2} - \mathbf{H}_x|_{i,j-1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} \end{pmatrix} \quad (1.5 f)$$

Estas seis ecuaciones representan básicamente el algoritmo de Yee. Se puede apreciar cómo el cálculo de las componentes de campo eléctrico se hace con un decalaje de medio intervalo de tiempo respecto de los campos magnéticos como ya se ha explicado.

Los valores, tanto de la permitividad como la permeabilidad están definidos según la localización de cada una de las componentes de los campos electromagnéticos.

1.2.4. Conversión del Espacio Discreto Físico al Espacio Matricial.

La mayoría de los lenguajes de programación de alto nivel, no pueden manejar matrices o arrays con índices no enteros. Es por ello que se hace un mapeado de los índices discretos pertenecientes al espacio físico a un espacio matricial con índices enteros tal y como se expone en [2].

A cada uno de los ocho nodos de la celda básica de Yee, se le asignan 6 componentes de campo electromagnético situadas en ciertos puntos de la celda. Esto se puede entender claramente la figura 1.4. En ella se han representado únicamente, las componentes de campo eléctrico y magnético asignadas al nodo (i, j, k) correspondientes a la celda primaria de Yee.

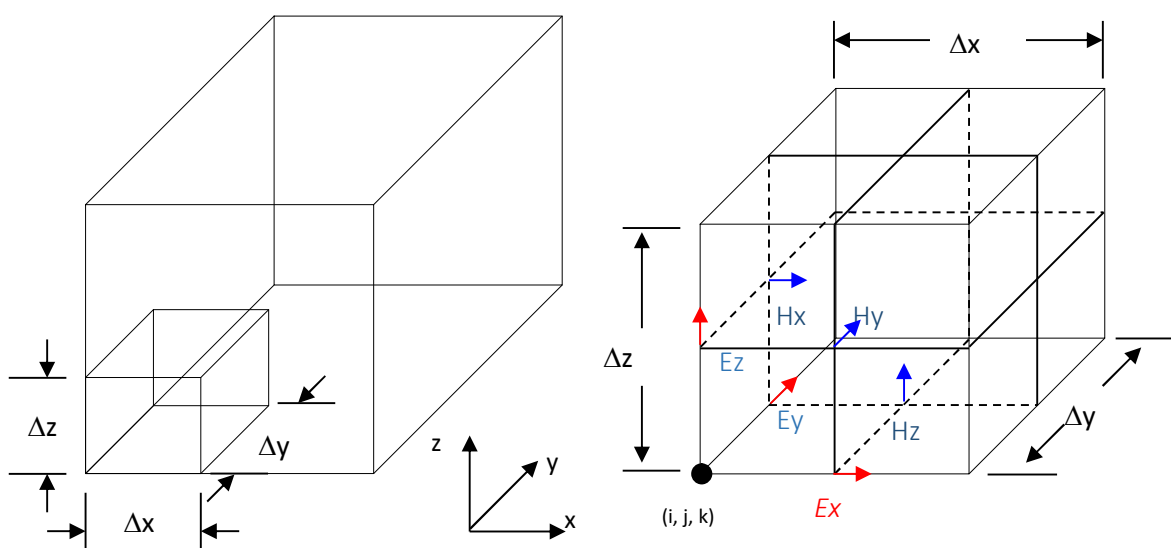


Figura 1.4. Conversión espacio físico - espacio matricial para la celda primaria de Yee.

Si se escoge el nodo de la celda (i, j, k) como el origen (1, 1, 1), todos los campos son renombrados siguiendo el siguiente mapeado:

$$E_x(i, j, k) \rightarrow E_x((i-1/2)\Delta x, (j-1)\Delta y, (k-1)\Delta z)$$

$$E_y(i, j, k) \rightarrow E_y((i-1)\Delta x, (j-1/2)\Delta y, (k-1)\Delta z)$$

$$E_z(i, j, k) \rightarrow E_z((i-1)\Delta x, (j-1)\Delta y, (k-1/2)\Delta z)$$

$$H_x(i, j, k) \rightarrow H_x((i-1)\Delta x, (j-1/2)\Delta y, (k-1/2)\Delta z)$$

$$H_y(i, j, k) \rightarrow H_y((i-1/2)\Delta x, (j-1)\Delta y, (k-1/2)\Delta z)$$

$$H_z(i, j, k) \rightarrow H_z((i-1/2)\Delta x, (j-1/2)\Delta y, (k-1)\Delta z)$$

Aplicando este mapeado a las ecuaciones de Maxwell en diferencias finitas (1.5), estas se pueden expresar de la siguiente manera:

$$H_x|_{i,j,k}^{n+1/2} = H_x|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu_{i,j,k}} \cdot \left(\begin{array}{c} \frac{E_y|_{i,j,k+1}^n - E_y|_{i,j,k}^n}{\Delta z} \\ - \frac{E_z|_{i,j+1,k}^n - E_z|_{i,j,k}^n}{\Delta y} \end{array} \right) \quad (1.6 \text{ a})$$

$$H_y|_{i,j,k}^{n+1/2} = H_y|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu_{i,j,k}} \cdot \left(\begin{array}{c} \frac{E_z|_{i+1,j,k}^n - E_z|_{i,j,k}^n}{\Delta x} \\ - \frac{E_x|_{i,j,k+1}^n - E_x|_{i,j,k}^n}{\Delta z} \end{array} \right) \quad (1.6 \text{ b})$$

$$H_z|_{i,j,k}^{n+1/2} = H_z|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu_{i,j,k}} \cdot \left(\begin{array}{c} \frac{E_x|_{i,j+1,k}^n - E_x|_{i,j,k}^n}{\Delta y} \\ - \frac{E_y|_{i+1,j,k}^n - E_y|_{i,j,k}^n}{\Delta x} \end{array} \right) \quad (1.6 \text{ c})$$

$$\mathbf{E}_x|_{i,j,k}^{n+1} = \mathbf{E}_x|_{i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j,k}} \cdot \left(\frac{\mathbf{H}_z|_{i,j,k}^{n+1/2} - \mathbf{H}_z|_{i,j-1,k}^{n+1/2}}{\Delta y} - \frac{\mathbf{H}_y|_{i,j,k}^{n+1/2} - \mathbf{H}_y|_{i,j,k-1}^{n+1/2}}{\Delta z} \right) \quad (1.6 \text{ d})$$

$$\mathbf{E}_y|_{i,j,k}^{n+1} = \mathbf{E}_y|_{i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j,k}} \cdot \left(\frac{\mathbf{H}_x|_{i,j,k}^{n+1/2} - \mathbf{H}_x|_{i,j,k-1}^{n+1/2}}{\Delta z} - \frac{\mathbf{H}_z|_{i,j,k}^{n+1/2} - \mathbf{H}_z|_{i-1,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} \right) \quad (1.6 \text{ e})$$

$$\mathbf{E}_z|_{i,j,k}^{n+1} = \mathbf{E}_z|_{i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j,k}} \cdot \left(\frac{\mathbf{H}_y|_{i,j,k}^{n+1/2} - \mathbf{H}_y|_{i-1,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} - \frac{\mathbf{H}_x|_{i,j,k}^{n+1/2} - \mathbf{H}_x|_{i,j-1,k}^{n+1/2}}{\Delta y} \right) \quad (1.6 \text{ f})$$

Obviamente, se obtienen ecuaciones diferentes a (1.6) si se parte inicialmente de la celda secundaria de Yee. Esta vez, los campos asociados al nodo (i, j, k) son los representados en la figura 1.5.

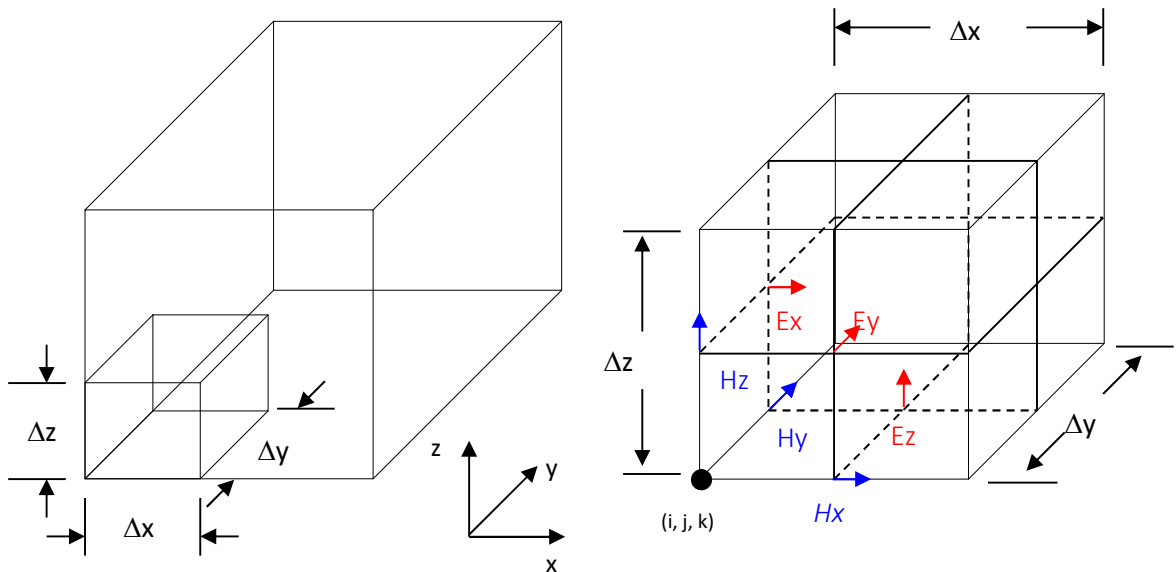


Figura 1.5. Conversión espacio físico - espacio matricial para la celda secundaria de Yee.

Repitiendo el mismo procedimiento seguido para la celda primaria, se obtiene el siguiente mapeado:

$$\begin{aligned}
 E_x(i, j, k) &\rightarrow E_x((i-1)\Delta x, (j-1/2)\Delta y, (k-1/2)\Delta z) \\
 E_y(i, j, k) &\rightarrow E_y((i-1/2)\Delta x, (j-1)\Delta y, (k-1/2)\Delta z) \\
 E_z(i, j, k) &\rightarrow E_z((i-1/2)\Delta x, (j-1/2)\Delta y, (k-1)\Delta z) \\
 H_x(i, j, k) &\rightarrow H_x((i-1/2)\Delta x, (j-1)\Delta y, (k-1)\Delta z) \\
 H_y(i, j, k) &\rightarrow H_y((i-1)\Delta x, (j-1/2)\Delta y, (k-1)\Delta z) \\
 H_z(i, j, k) &\rightarrow H_z((i-1)\Delta x, (j-1)\Delta y, (k-1/2)\Delta z)
 \end{aligned}$$

Aplicando este mapeado a las ecuaciones de Maxwell discretizadas, se obtiene las siguientes expresiones correspondientes a la celda de Yee secundaria:

$$H_x|_{i,j,k}^{n+1/2} = H_x|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu_{i,j,k}} \cdot \left(\frac{E_y|_{i,j,k}^n - E_y|_{i,j,k-1}^n}{\Delta z} - \frac{E_z|_{i,j,k}^n - E_z|_{i,j-1,k}^n}{\Delta y} \right) \quad (1.7 \text{ a})$$

$$H_y|_{i,j,k}^{n+1/2} = H_y|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu_{i,j,k}} \cdot \left(\frac{E_z|_{i,j,k}^n - E_z|_{i-1,j,k}^n}{\Delta x} - \frac{E_x|_{i,j,k}^n - E_x|_{i,j,k-1}^n}{\Delta z} \right) \quad (1.7 \text{ b})$$

$$H_z|_{i,j,k}^{n+1/2} = H_z|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu_{i,j,k}} \cdot \left(\frac{E_x|_{i,j,k}^n - E_x|_{i,j-1,k}^n}{\Delta y} - \frac{E_y|_{i,j,k}^n - E_y|_{i-1,j,k}^n}{\Delta x} \right) \quad (1.7 \text{ c})$$

$$\mathbf{E}_x|_{i,j,k}^{n+1} = \mathbf{E}_x|_{i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon_{i,j,k}} \cdot \left(\frac{\mathbf{H}_z|_{i,j+1,k}^{n+1/2} - \mathbf{H}_z|_{i,j,k}^{n+1/2}}{\Delta y} - \frac{\mathbf{H}_y|_{i,j,k+1}^{n+1/2} - \mathbf{H}_y|_{i,j,k}^{n+1/2}}{\Delta z} \right) \quad (1.7 \text{ d})$$

$$\mathbf{E}_y|_{i,j,k}^{n+1} = \mathbf{E}_y|_{i,j,k}^{n-1} + \frac{\Delta t}{\epsilon_{i,j,k}} \cdot \left(\frac{\mathbf{H}_x|_{i,j,k+1}^{n+1/2} - \mathbf{H}_x|_{i,j,k}^{n+1/2}}{\Delta z} - \frac{\mathbf{H}_z|_{i+1,j,k}^{n+1/2} - \mathbf{H}_z|_{i,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} \right) \quad (1.7 \text{ e})$$

$$\mathbf{E}_z|_{i,j,k}^{n+1} = \mathbf{E}_z|_{i,j,k}^{n-1} + \frac{\Delta t}{\epsilon_{i,j,k}} \cdot \left(\frac{\mathbf{H}_y|_{i,j,k}^{n+1/2} - \mathbf{H}_y|_{i,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} - \frac{\mathbf{H}_x|_{i,j+1,k}^{n+1/2} - \mathbf{H}_x|_{i,j,k}^{n+1/2}}{\Delta y} \right) \quad (1.7 \text{ f})$$

Comparando las ecuaciones (1.7) con (1.6) se puede observar la existencia de cierta analogía entre ambas puesto que presentan la misma forma. La única diferencia reseñable, es el cambio en la localización de los campos empleados para calcular cada una de las componentes electromagnéticas. Por tanto, es muy importante mantener coherencia entre el tipo de celda de Yee utilizada a la hora de definir la estructura a analizar, y las ecuaciones empleadas en su análisis.

1.2.5. El algoritmo de Yee

Una vez expuestos los conceptos básicos referentes al método FD-TD, en este apartado se va a detallar el algoritmo de Yee, con posibilidad de ser implementado en principio en cualquier lenguaje de programación.

Primeramente, se ha de definir todos los parámetros involucrados en el proceso, como pueden ser los incrementos espaciales y temporal, el número de iteraciones en el tiempo, etc. Acto seguido, se debe especificar el objeto que se desea simular, definiendo así el material que lo compone con todas sus propiedades, y los límites del dominio computacional. Una vez definido el objeto, se debe especificar una excitación válida para el problema a simular. Después de realizar esto, ya se puede empezar con el proceso propiamente dicho, el cuál comprenderá el cálculo de campos eléctricos y magnéticos, la imposición de las condiciones de contorno

absorbentes, y el almacenamiento de los campos que sean necesarios para que después de su procesado, permitan obtener parámetros que muestren el comportamiento del objeto simulado. En la figura 1.6 se puede ver un esquema detallado de dicho algoritmo.

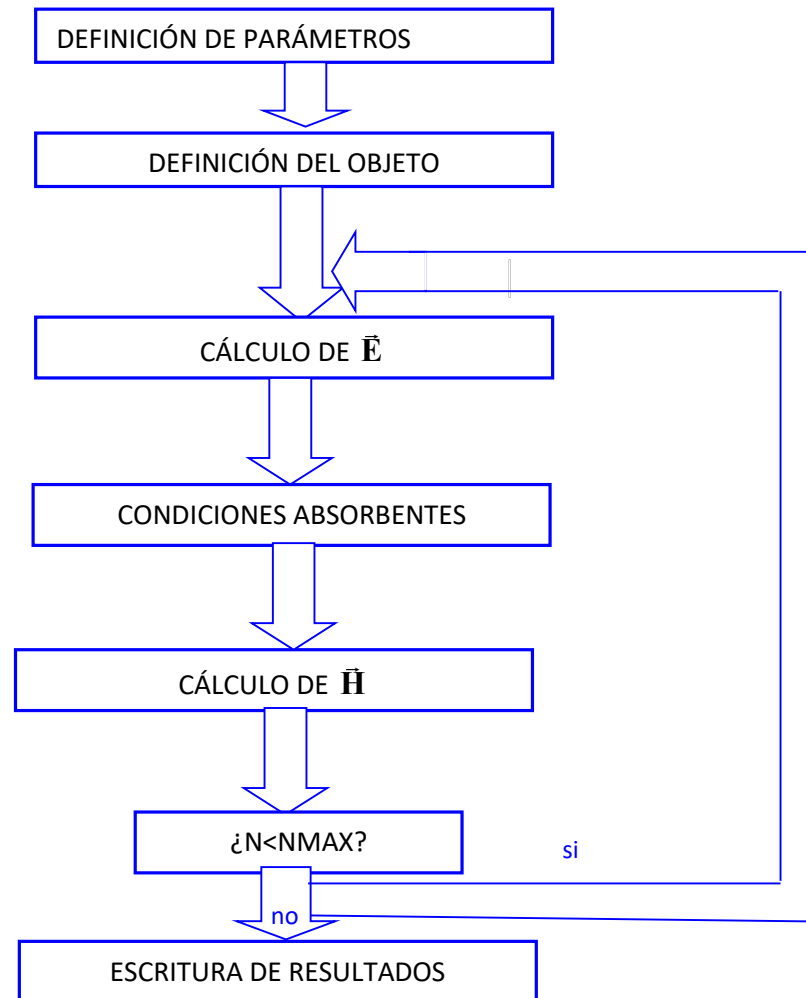


Figura 1.6. Diagrama de flujos del algoritmo de Yee.

1.2.6. Implementación Práctica del cálculo de campos electromagnéticos en Lenguaje de Programación C.

En el software desarrollado en este proyecto, se ha escogido como celda de Yee, la celda primaria. Esta elección ha sido totalmente arbitraria si bien se podría haber utilizado la celda secundaria. Como ya se ha dicho, esto no altera los resultados obtenidos, es decir, se pueden emplear indistintamente ambos tipos de celdas. Únicamente hay que destacar que es necesario mantener la coherencia entre el tipo de celda escogido y las ecuaciones empleadas para el cálculo de los campos electromagnéticos pues si no los resultados pueden ser verdaderamente desastrosos.

Además de esto, la disposición de los campos en el mallado de la estructura marca los límites de los bucles empleados para recorrer dicho mallado para cada una de las componentes de campo. Supongamos una estructura tridimensional a la cual se le realiza un mallado con $x_{max} \cdot y_{max} \cdot z_{max}$ el número total de celdas de la estructura tridimensional. A continuación, se expresan los bucles en C para calcular cada una de las componentes de campo magnético para una estructura tridimensional.

```
for(z=1;z<=zmax-1;z++){
    for(y=1;y<=ymax-1;y++){
        for(x=1;x<=xmax;x++){
            hx[z][y][x]=hx[z][y][x]+(dt/dz)/nu*(ey[z+1][y][x]-ey[z][y][x])
            -(dt/dy)/nu*(ez[z][y+1][x]-ez[z][y][x]);
```

Se puede observar que los bucles no recorren completamente la estructura tridimensional sino que finalizan en el nodo $(z_{max}-1, y_{max}-1, x_{max})$. Esto se debe a que la componente de campo h_x asociada al nodo $(z_{max}, y_{max}, x_{max})$ ya no pertenece a la estructura mallada y por tanto no está dentro del dominio de cálculo FDTD. Esto se puede ver de forma gráfica en la figura 1.7.

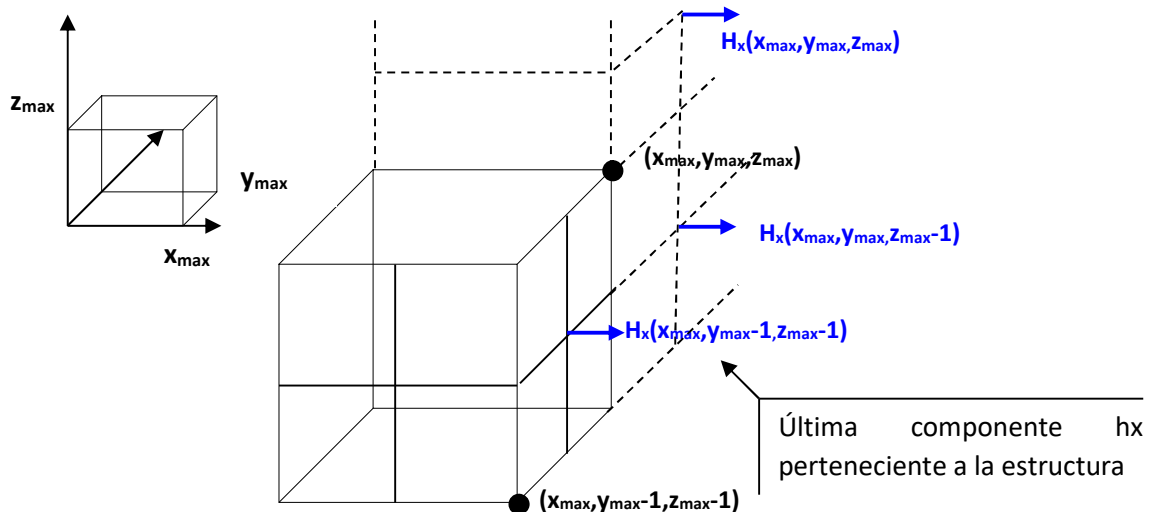


Figura 1.7. Situación de la componente de campo h_x .

En la figura 1.7, se ha representado una celda genérica perteneciente al límite de la estructura mallada. Se puede ver claramente cuál es la última componente de campo magnético que cae dentro de la estructura. Además, se observa cómo la componente asociada al último nodo ya no pertenece al dominio de cálculo. El mismo procedimiento se puede extender para

justificar los límites de los bucles para el resto de componentes de campo magnético. A continuación, se expresan estos bucles.

● **Componente h_y .**

```
for(z=1;z<=zmax-1;z++){
    for(y=1;y<=ymax;y++){
        for(x=1;x<=xmax-1;x++){
            hy[z][y][x]=hy[z][y][x]+(dt/dx)/nu*(ez[z][y][x+1]-ez[z][y][x])
            -(dt/dz)/nu*(ex[z+1][y][x]-ex[z][y][x]);
```

● **Componente h_z .**

```
for(z=1;z<=zmax;z++){
    for(y=1;y<=ymax-1;y++){
        for(x=1;x<=xmax-1;x++){
            hz[z][y][x]=hz[z][y][x]+(dt/dy)/nu*(ex[z][y+1][x]-ex[z][y][x])
            -(dt/dx)/nu*(ey[z][y][x+1]-ey[z][y][x]);
```

Respecto al cálculo de los campos eléctricos ocurre algo semejante a esto. En este caso, no se calculan los campos situados en las caras límites de la estructura pues a estas componentes se les aplicará alguna condición absorbente tal y como se verá en capítulos posteriores. Como ya se explicará estas componentes no se pueden calcular empleando las ecuaciones de Maxwell pues necesitan de componentes de campo que están situadas fuera de la estructura cuya determinación resulta imposible. A continuación, se presenta el algoritmo que permite obtener las componentes de campo eléctrico.

● **Componente e_x .**

```
for(z=2;z<=zmax-1;z++){
    for(y=2;y<=ymax-1;y++){
        for(x=1;x<=xmax-1;x++){
            ex[z][y][x]=ex[z][y][x]+(dt/dy)/(εoεr)*(hz[z][y][x]-hz[z][y-1][x])
            -(dt/dz)/(εoεr)*(hy[z][y][x]-hy[z-1][y][x]);
```

● **Componente e_y .**

```
for(z=2;z<=zmax-1;z++){
    for(y=1;y<=ymax-1;y++){
        for(x=2;x<=xmax-1;x++){
```

$$ey[z][y][x] = ey[z][y][x] + (dt/dz)/(\epsilon_0 \epsilon_r) * (hx[z][y][x] - hx[z-1][y][x]) - (dt/dx)/(\epsilon_0 \epsilon_r) * (hz[z][y][x] - hz[z][y][x-1]);$$

● **Componente ez.**

```
for(z=1;z<=zmax-1;z++){
    for(y=2;y<=ymax-1;y++){
        for(x=2;x<=xmax-1;x++){
            ez[z][y][x] = ez[z][y][x] + (dt/dx)/(\epsilon_0 \epsilon_r) * (hy[z][y][x] - hy[z][y][x-1]) - (dt/dy)/(\epsilon_0 \epsilon_r) * (hx[z][y][x] - hx[z][y-1][x]);
```

1.2.7. Definición práctica de la estructura a simular.

La definición de una estructura conlleva la especificación de los materiales que la componen, así como los límites que comprende. Esta especificación se realiza dando valores a una serie de parámetros tanto eléctricos como magnéticos como puede ser la permeabilidad (μ), la permitividad (ϵ) etc. Cada componente de campo eléctrico lleva asociado el valor de ϵ Por tanto a la hora de definir ϵ , es necesario tener en cuenta en qué punto concreto de la estructura mallada se encuentra esta componente para que en función de su localización, se asigne el valor correspondiente a la permitividad eléctrica. Lo mismo ocurre con la permeabilidad magnética y las componentes de campo magnético.

1.3. FUENTES DE EXCITACIÓN.

La elección de la fuente de excitación que se va a emplear en la simulación mediante el método FDTD depende del tipo de estructura que se quiera analizar. En general, a la hora de simular un circuito, existen ciertos parámetros relacionados con la excitación que influyen en gran medida en la fiabilidad de los resultados obtenidos. En este capítulo, se intenta demostrar la importancia de estos parámetros y la obtención de modos de excitación óptimos apropiados para cada situación.

En la definición de una fuente de excitación para una estructura cualquiera, se deben especificar las condiciones que deben cumplir tanto los campos eléctricos como magnéticos en un plano llamado plano de excitación y en el entorno del mismo. Además de esto, en el instante inicial, la fuente debe tener un valor nulo e iniciarse de forma suave para evitar que se produzcan efectos no deseados en el circuito como pueden ser las oscilaciones.

Existen numerosas formas de excitar un circuito tal y como se puede encontrar en la bibliografía [2]. Aquí se detallarán las empleadas comúnmente. No obstante, en las simulaciones realizadas en este proyecto se ha empleado únicamente el pulso gaussiano por proporcionar unos resultados satisfactorios.

1.3.1. Excitación senoidal.

Es el tipo de excitación más sencillo y como su propio nombre indica consiste en una función senoidal modulada por una función gaussiana para evitar la transición brusca en el nivel de señal en el instante inicial. La expresión de esta excitación viene dada por la siguiente expresión:

$$f(t) = \begin{cases} \sin(2\pi ft) \exp\left(-\frac{(t-t_0)^2}{t_w^2}\right) & t \leq t_0 \\ \sin(2\pi ft) & t > t_0 \end{cases} \quad (1.8)$$

1.3.2. Excitación Pulso Gaussiano.

En la mayoría de los casos, se desea conocer el comportamiento de una estructura en un amplio margen de frecuencias, tal es el caso del cálculo de los parámetros de scattering. En este tipo de situaciones, la fuente de excitación ideal es el pulso gaussiano por contener información en un rango de frecuencias grande. Por este motivo, esta fuente es la que se emplea en los circuitos microstrip simulados en este trabajo.

La expresión general que define un pulso gaussiano viene dada en la siguiente fórmula:

$$f(t) = \exp\left(-\frac{(t-t_0)^2}{t_w^2}\right) \quad (1.9)$$

Esta excitación, además presenta la ventaja que su transformada en frecuencia es también un pulso gaussiano. t_0 y t_w son dos parámetros del pulso que definen las características del pulso. El segundo de ellos, t_w , marca el ancho de banda del pulso a través de la siguiente relación:

$$f_{Bw} = \frac{1}{\pi t_w} \quad (1.10)$$

El primero de ellos, t_0 , representa el instante de comienzo del pulso. Es necesario, como ya se ha comentado, que en el momento en que se activa la fuente, ésta tenga un valor muy pequeño cercano al cero, y éste comience a crecer de forma suave hasta su valor máximo. Es por ello que un valor razonable para este parámetro es unas 3 veces el tiempo que marca el ancho de banda.

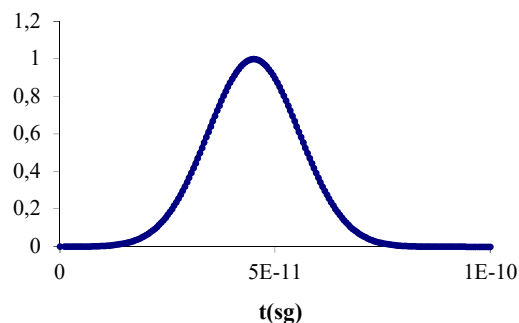


Figura 1.8. Pulso Gaussiano.

1.3.3. Excitación Pulso Gaussiano Modulado.

En muchas de las ocasiones se requiere que la excitación empleada carezca de componente continua. Esto se consigue empleando pulsos gaussianos del tipo presentado anteriormente, con algún tipo de modulación que elimine esta componente frecuencial no deseada. Existen numerosos tipos de modulaciones. Las más empleadas son la derivada del pulso gaussiano, y la modulación mediante una función de tipo senoidal tal y como se puede ver en las siguientes expresiones:

$$f(t) = t_w \frac{\partial}{\partial t} \exp\left(-\frac{(t - t_0)^2}{t_w^2}\right) \quad (1.11 \text{ a})$$

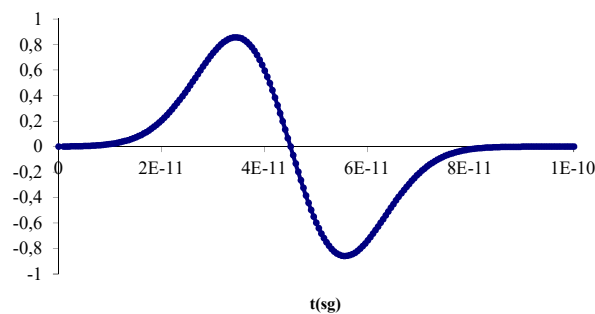


Figura 1.9. Derivada del Pulso Gaussiano.

$$f(t) = \exp\left(-\frac{(t - t_0)^2}{t_w^2}\right) \sin(2\pi f_m t) \quad (1.11 \text{ b})$$

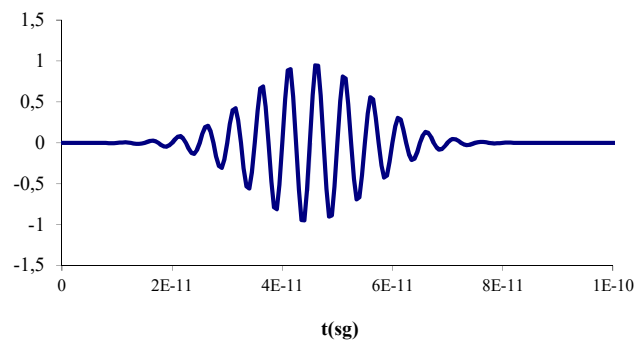


Figura 1.10. Modulación Senoidal del Pulso Gaussiano.

1.3.4. EXCITACIÓN DE ESTRUCTURAS MICROSTRIP.

Una vez vistas las diferentes fuentes con las que se puede excitar una estructura que se pretenda simular mediante FDTD, se va a presentar en este apartado, la forma de aplicar dichas excitaciones a un circuito microstrip genérico como el que se representa en la siguiente figura.

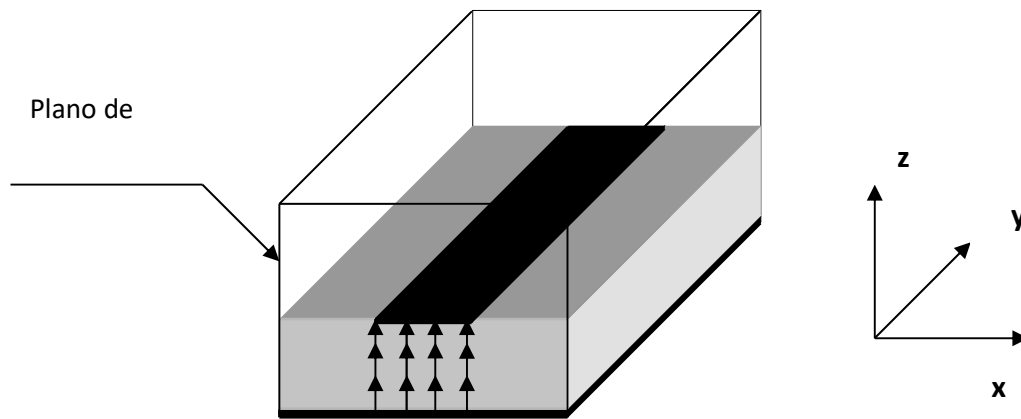


Figura 1.11. Excitación de un circuito microstrip genérico.

Para simular una fuente de tensión como excitación en una estructura del tipo a la representada en la figura 1.11, es necesario imponer un campo eléctrico vertical E_z en una región comprendida justo debajo de la tira microstrip tal y como se puede observar en la figura 1.11. Esta componente de campo eléctrico, deberá satisfacer la ecuación correspondiente al tipo de fuente elegida, ya sea una excitación senoidal o gaussiana en cualquiera de sus modalidades. El resto de componentes tanto de campo eléctrico como de campo magnético, deben ser especificadas en todo el plano de excitación y en planos adyacentes. Según como sea esta especificación se tendrán diferentes modos de excitación tal y como se va a explicar a continuación.

En la figura 1.12 se puede apreciar la distribución de campo eléctrico vertical E_z de un circuito formado por una tira microstrip. Dicha distribución corresponde al plano situado inmediatamente debajo de la tira microstrip. El circuito ha sido excitado mediante un pulso gaussiano. Además, se puede apreciar un fenómeno propio de la tira microstrip como es el hecho de que, en las proximidades de los bordes de las misma, el campo tenga mayor amplitud tal y como se indica en [9].

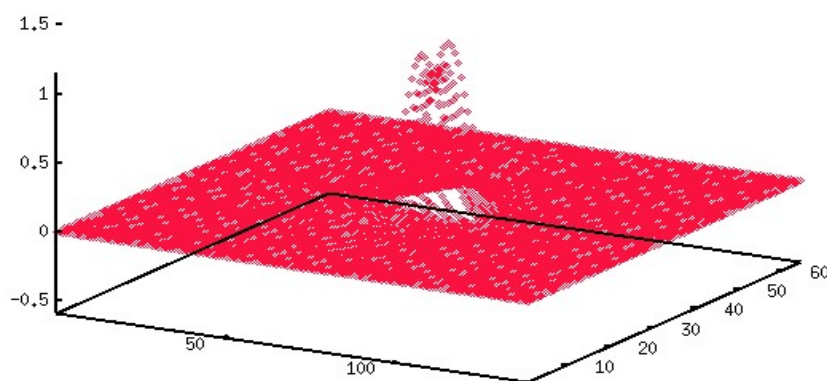


Figura 1.12. Excitación de una tira microstrip mediante un pulso gaussiano.

1.3.5. Condiciones Iniciales.

El instante $n=0$, se define como el instante de tiempo en el que comienza a imponerse la excitación en el circuito. Previamente a este instante, todos los campos han sido inicializados a cero tal y como se especifica en el algoritmo de Yee. Sin embargo, por el hecho de imponer campo eléctrico vertical en el plano de excitación, aparecen componentes de campo magnético en ciertas celdas de la estructura, obviamente próximas a la zona donde se impone el campo eléctrico vertical. Es por ello que en el instante $n=0$, aparte de especificar el campo eléctrico definido por la propia excitación, se deben incluir los valores de las componentes de campo magnético que son no nulos y que aparecen como consecuencia de la propia excitación. Estos se pueden deducir a partir de las ecuaciones de Yee.

Debido a la elección de coordenadas espaciales realizada en la figura 1.11, la excitación que se impone consta únicamente de la componente de campo eléctrico vertical, E_z . Por el hecho de tener dicha componente de campo eléctrico en el plano genérico $y = j$, y en cierta zona de dicho plano aparecen las siguientes componentes de campo magnético.

$$H_{x_{i,j,k}}^{n+1/2} = \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} \bullet E_{z_{i,j,k}}^n \quad (1.12 \text{ a})$$

$$H_{y_{i,j,k}}^{n+1/2} = \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} \left[E_{z_{i+1,j,k}}^n - E_{z_{i,j,k}}^n \right] \quad (1.12 \text{ b})$$

Desde el punto de vista del algoritmo implementado, como no se hace distinción física entre el instante $n=0$ y el instante $n=0+1/2$, (por la imposibilidad de implementar en C índices no enteros), en $n=0$ se impone la excitación y se deben especificar los campos magnéticos que aparecen como consecuencia de esta excitación. Esto se puede ver en el siguiente conjunto de instrucciones:

```

n=0;
y=20; /* pared de excitación */
for (z=1;z<z_diel;z++){
    for(x=16;x<=22;x++){
        ez[z][y][x]=exp(-(n*dt-t0)/T)*((n*dt-t0)/T);
    }
}
for (z=1;z<z_diel;z++){
    for(x=1;x<=xmax;x++){
        hx[z][y][x]=(dt*ez[z][y][x])/dy/nu;
        hy[z][y][x]=(dt/dx)*(ez[z][y][x+1]-ez[z][y][x])/nu;
    }
}

```

$$hz[z][y][x]=0;$$

}}

1.3.6. Pared Eléctrica.

La pared eléctrica consiste en hacer que todas las componentes de los campos tanto eléctricos como magnéticos sean nulos en el plano de excitación salvo, obviamente, la componente de campo eléctrico vertical justo debajo de la tira microstrip. El inconveniente de este tipo de excitación, es la presencia de campos magnéticos inducidos tangenciales al plano de excitación. Como consecuencia de esto, se produce una distorsión del pulso. Concretamente, se reduce la magnitud del mismo debido a la energía almacenada en los campos inducidos apareciendo además una cola de valor negativo tal y como se apunta en [9]. Estos efectos negativos se pueden observar en la figura 1.13.

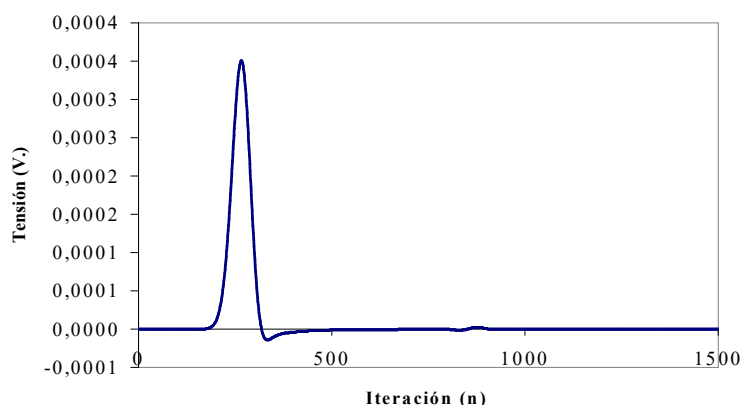


Figura 1.13. Excitación de una tira microstrip mediante un pulso gaussiano empleando pared eléctrica.

1.3.7. Pared Magnética.

Para evitar precisamente los efectos negativos del uso de la pared eléctrica, se utiliza una solución alternativa como puede ser la pared magnética. Debido a la especial disposición de los campos dentro de la celda primaria de Yee, el plano de excitación consta únicamente de las componentes de campo eléctrico E_x y E_z con las componentes de campo magnético tangenciales desplazadas un offset de media celda con respecto a dicho plano, debido a intercalado entre los campos eléctricos y magnéticos.

Una pared magnética es aquella en la que las componentes tangenciales de campo magnético son nulas. Una manera directa de imponer la pared magnética es precisamente hacer nulos los campos magnéticos tangenciales. Realizando esto, todavía se pueden producir distorsiones en el pulso. Es por ello que generalmente se emplea la teoría de imágenes haciendo que los campos tangenciales a ambos lados del plano de excitación sean opuestos tal y como se apunta en [9]. Como consecuencia de esto, se modifican las ecuaciones de Yee para alguna de las componentes de campo eléctrico.

Supóngase que el plano de excitación se encuentra situado en $y = y_{source}$. Las ecuaciones de Yee para los campos eléctricos que hay que aplicar en todo el plano (salvo la

región comprendida debajo de la tira microstrip) para imponer pared magnética, se modifican del siguiente modo tal y como se señala en [2]:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_z|_{i,j-1,k}^{n+1/2} &= -\mathbf{H}_z|_{i,j,k}^{n+1/2} \\ \mathbf{E}_x|_{i,j,k}^{n+1} &= \mathbf{E}_x|_{i,j,k}^{n-1} + \frac{\Delta t}{\epsilon_{i,j,k}} \cdot \begin{pmatrix} 2 * \frac{\mathbf{H}_z|_{i,j,k}^{n+1/2}}{\Delta y} \\ \frac{\mathbf{H}_y|_{i,j,k}^{n+1/2} - \mathbf{H}_y|_{i,j,k-1}^{n+1/2}}{\Delta z} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (1.13 \text{ a})$$

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_x|_{i,j-1,k}^{n+1/2} &= -\mathbf{H}_x|_{i,j,k}^{n+1/2} \\ \mathbf{E}_z|_{i,j,k}^{n+1} &= \mathbf{E}_z|_{i,j,k}^{n-1} + \frac{\Delta t}{\epsilon_{i,j,k}} \cdot \begin{pmatrix} \frac{\mathbf{H}_y|_{i,j,k}^{n+1/2} - \mathbf{H}_y|_{i-1,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} \\ -2 * \frac{\mathbf{H}_x|_{i,j,k}^{n+1/2}}{\Delta y} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (1.13 \text{ b})$$

Realizando esto, la distorsión producida en el pulso lanzado en el circuito es mínima, estando su magnitud próxima la unidad y haciéndose nula prácticamente la cola producida por la pared magnética. Esto se puede apreciar en la figura 1.14.

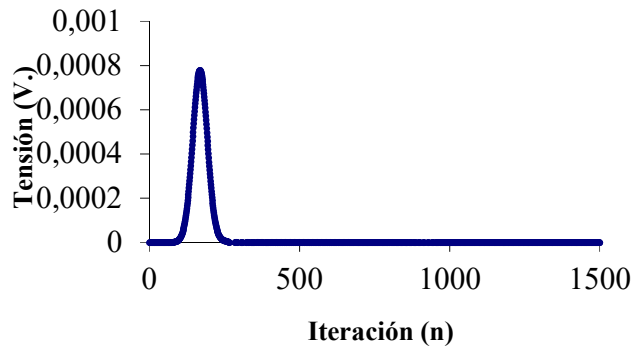


Figura 1.14. Excitación de una tira microstrip mediante un pulso gaussiano empleando pared magnética.

La figura 1.14, corresponde a la tensión observada en el puerto de entrada de una tira microstrip de $\epsilon_r=2.2$. Se puede apreciar la ausencia de distorsión alguna del pulso.

1.3.8. CONMUTACIÓN FUENTE DE EXCITACIÓN - CONDICIÓN ABSORBENTE.

Cuando se excita un circuito microstrip de cualquiera de los modos vistos hasta ahora, las reflexiones producidas por el circuito objeto del análisis, pueden alcanzar la pared de excitación y ser reflejadas por ésta, propagándose de nuevo hacia el circuito.

Esto es de ningún modo deseable puesto que puede afectar de forma negativa a los parámetros indicativos del comportamiento de dicho circuito.

Para evitar esto, una vez que se ha introducido completamente el pulso dentro del circuito, se conmuta la pared de excitación a una pared que verifique condiciones absorbentes. Esta conmutación debe llevarse a la práctica con sumo cuidado pues la realización incorrecta puede producir efectos no deseados. Esto se traduce en dos aspectos importantes:

- La conmutación no se debe realizar en la misma pared. Esto es, la pared de excitación debe distar de la pared de la condición absorbente un cierto número de celdas para evitar efectos indeseables de la conmutación. Este número de celdas no se especifica en ninguno de los trabajos consultados de la literatura FDTD. Sin embargo, simulaciones realizadas en este proyecto en base a la consecución de un número óptimo de celdas, han puesto en evidencia que distancias entre diez y veinte nodos son más que suficientes para conseguir una conmutación correcta. Distancias por encima de estos valores también serían válidas, no obstante, no se consideran óptimas puesto que suponen un aumento innecesario de la memoria requerida.
- La conmutación debe realizarse justamente después de haber lanzado el pulso en el circuito. El instante óptimo de conmutación, puede estimarse a través de la duración temporal de dicho pulso. Este instante de conmutación se debe elegir de forma que no trunque al pulso antes de haberse lanzado en su totalidad, ni deje que se produzcan fenómenos como la aparición de colas en el pulso. Esto se puede realizar dejando que el pulso se propague por una tira microstrip y obtener el instante de tiempo exacto en el que la excitación ha llegado al valor cero.

A la hora de colocar la pared de excitación y la pared absorbente, existen dos versiones claramente diferenciadas. La primera de ellas consiste en colocar la pared de excitación en uno de los extremos del circuito a simular y la pared absorbente situada unos nodos por delante de ella. Esta configuración se puede ver en la figura 1.15.

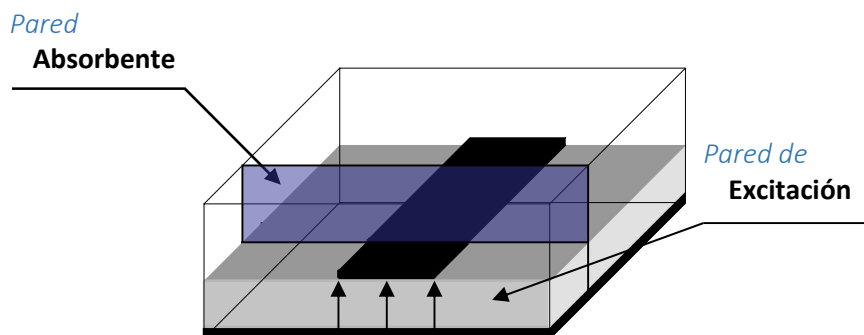


Figura 1.15. Pared de excitación - Pared absorbente.

Otra de las posibilidades consiste en realizar la operación anterior, pero de forma inversa, es decir, colocando la pared de excitación por delante de la pared absorbente, tal y como se puede ver en la figura 1.16.

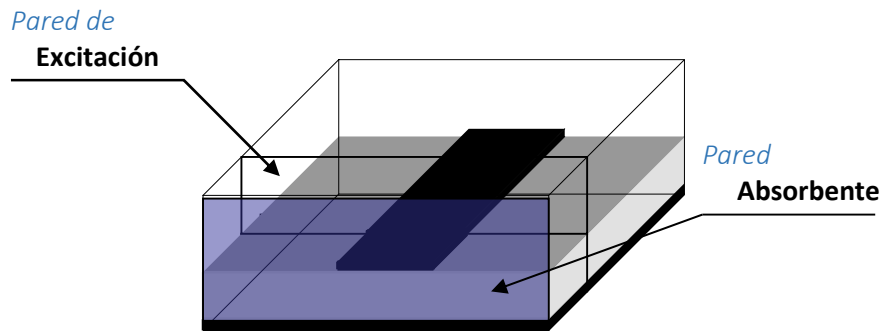


Figura 1.16. Pared de excitación - Pared absorbente.

Estas dos versiones han sido probadas. La segunda de ellas ha sido la que ha proporcionado unos resultados que se asemejaban más a los reales si bien la diferencia entre ambas no es muy notable. Si se utiliza la condición absorbente PML únicamente es válida la segunda versión

1.4. Excitación por fuente resistiva. Puerto discreto

Con objeto de excitar en el simulador guías en tecnología plana, como puedan ser líneas de transmisión tipo microstrip o stripline, se puede emplear también una fuente resistiva tal y como se muestra en la figura:

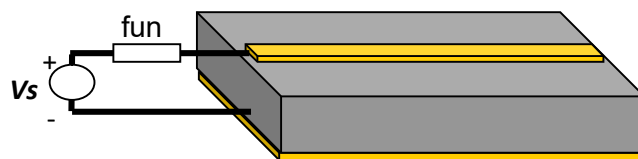


Figura 1.17. Fuente resistiva.

Se pretende emular una fuente resistiva V_s con resistencia de fuente R_s mediante el añadido de ciertas condiciones intrínsecas en el algoritmo propio basado en el método FDTD, procurando que la carga computacional adicional sea mínima. En la notación de este trabajo se denomina “fuente puntual” o “puerto discreto” al conjunto de instrucciones que modelan la fuente resistiva deseada.

La aplicación del puerto discreto sirve para reproducir conectorizaciones de tipo coaxial, soldaduras del chip a una placa base del tipo BGA o bien SMD, etc. En principio consiste simplemente en llevar la señal desde la conexión por una vía hasta la pista conductora de la guía, ver figura:

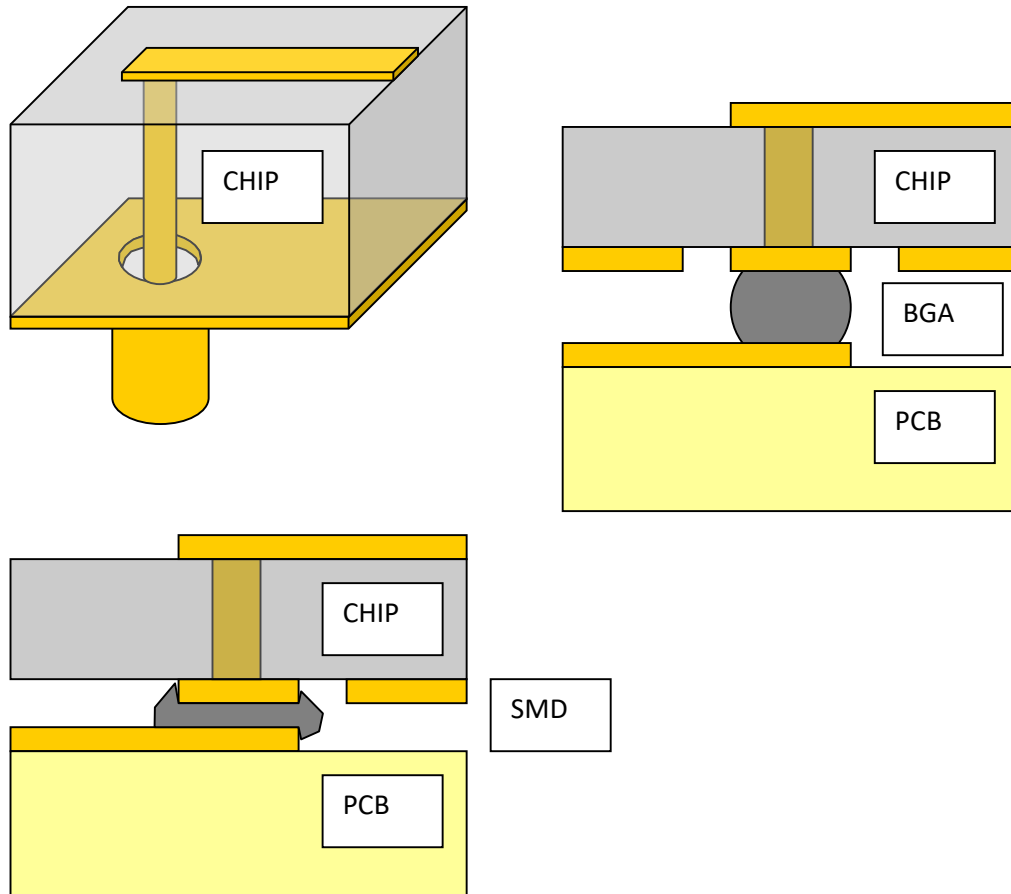


Figura 1.18. Conexión BGA.

Para el caso concreto de este trabajo, las condiciones físicas del puerto discreto como tal se reflejan en la figura siguiente:

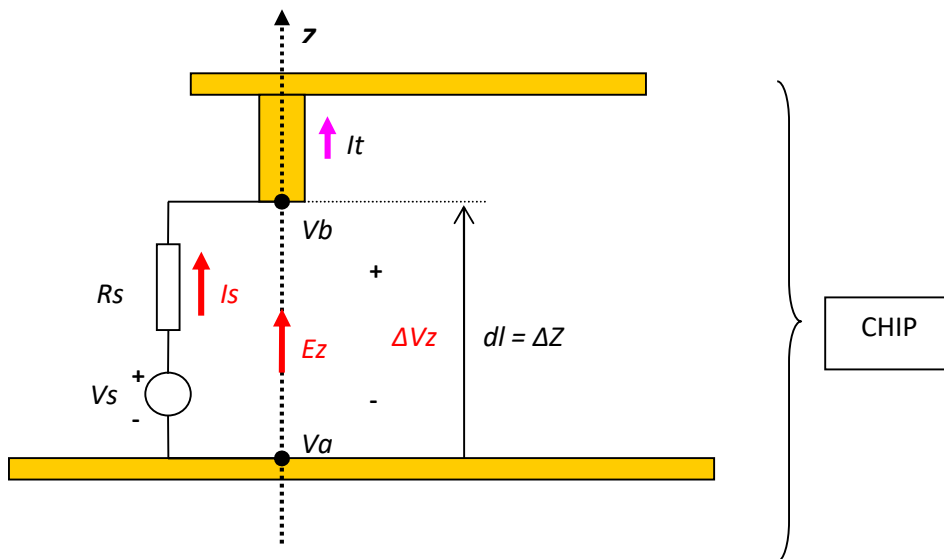


Figura 1.19. Puerto Discreto.

Desde la figura 1.20, en el punto P se tiene lo siguiente:

$$\nabla \times \vec{H} = \sigma \cdot \vec{E} + \vec{J}_{Fuentes} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (1.18)$$

En ausencia de cargas eléctricas en el punto P se puede afirmar lo siguiente:

$$\sigma \cdot \vec{E} = 0 \quad (1.19)$$

$$\vec{J}_{Fuentes} = J_S \cdot \vec{u}_z \quad (1.20)$$

Si se considera un diferencial infinitesimal de área dS entorno al punto P donde se define el campo E_z , se puede expresar J_S desde I_S :

$$J_S = \frac{I_S}{dS} = \frac{1}{R_S \cdot dS} \cdot (V_S + \Delta Z \cdot E_z) \quad (1.21)$$

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \varepsilon \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \varepsilon \cdot \frac{\partial E_z}{\partial t} \cdot \vec{u}_z \quad (1.22)$$

Bajo las anteriores consideraciones y asumiendo que tanto el punto P como la fuente resistiva atraviesan el diferencial de área que define dS , se puede afirmar lo siguiente:

$$\nabla \times \vec{H}_P = \sigma \cdot \vec{E} + \vec{J}_{Fuentes} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (1.23)$$

$$\nabla \times \vec{H}_P = J_S \cdot \vec{u}_z + \varepsilon \cdot \frac{\partial E_z}{\partial t} \cdot \vec{u}_z \quad (1.24)$$

El rotacional de H en el punto P queda únicamente con componente z :

$$\nabla \times \vec{H}_P \Big|_z = J_S + \varepsilon \cdot \frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{R_S \cdot dS} \cdot (V_S + \Delta Z \cdot E_z) + \varepsilon \cdot \frac{\partial E_z}{\partial t} \quad (1.25)$$

1.4.2. Discretizar el espacio:

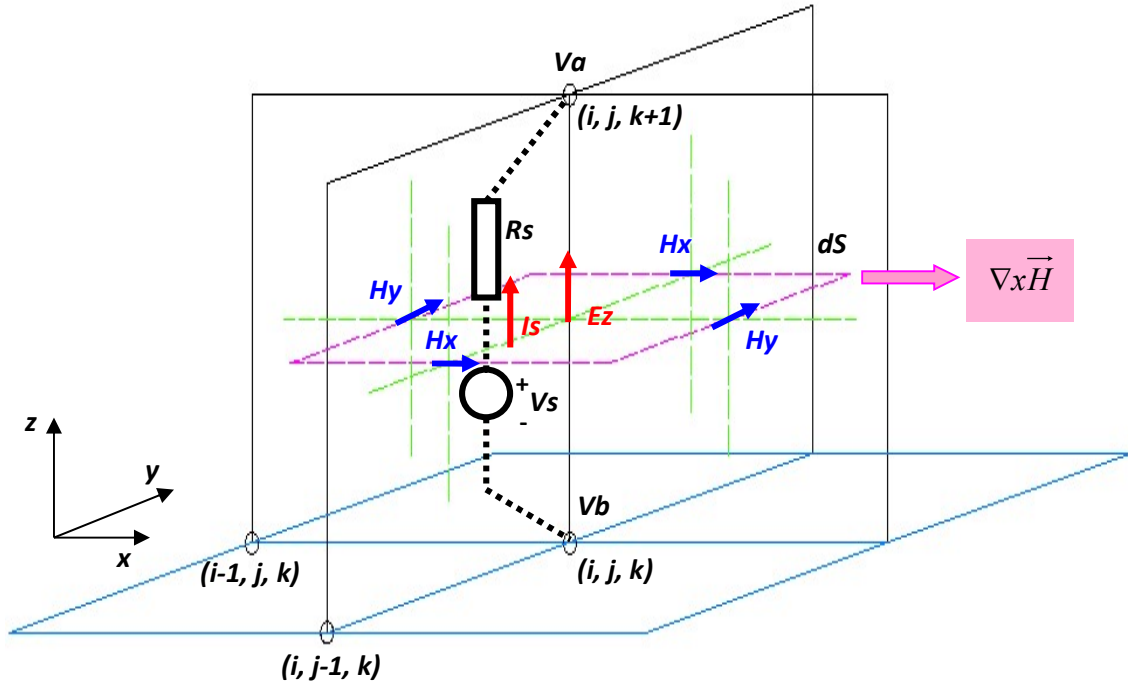


Figura 1.21. Puerto Discreto y rejilla de Yee.

Como se ve en la figura, el espacio entre los bornes *A* y *B* queda discretizado espacialmente por una celda de la malla 3D propia del método FDTD. La fuente resistiva se considera situada espacialmente junto al punto de muestreo espacial del campo *Ez*.

De la figura se puede deducir una expresión para *dS* en función de las dimensiones de celda dentro de la malla del método FDTD:

$$dS = \Delta X \cdot \Delta Y = \frac{dx(i) + dx(i-1)}{2} \cdot \frac{dy(j) + dy(j-1)}{2} \quad (1.26)$$

1.4.3. Discretizar el tiempo:

En el algoritmo implementado en base al método FDTD se tienen muestras de campo *E* en instante $n \cdot dT$ y muestras de campo *H* en instantes $(n+0.5) \cdot dT$, definidas para valores enteros de *n* dentro de un rango que determina el intervalo de monitorización temporal del algoritmo. Con *dT* en el eje de tiempos *t* se define un tiempo discreto en base a *n*, donde se tiene:

Muestreo temporal de tensiones: en base a la relación entre tensiones y campos eléctrico:

$$\Delta V_z = -\Delta Z \cdot E_z^n = \Delta V_z^n \quad (1.27)$$

Todas las magnitudes que miden tensión se tendrán muestreadas en el instante $n \cdot dT$.

Muestreo temporal de corrientes eléctricas: en base a la relación establecida entre fuentes de corriente eléctrica y campo magnético así 1.25 se discretiza y se obtiene 1.28:

$$\nabla_x \vec{H}_P \Big|_z^{n+\frac{1}{2}} = J_s + \varepsilon \cdot \frac{\partial E_z}{\partial t} = J_s^{n+\frac{1}{2}} + \varepsilon \cdot \frac{\partial E_z}{\partial t} \Big|_{t=(n+\frac{1}{2}) \cdot dT} \quad (1.28)$$

Dado que \mathbf{H} está muestreada en instante $(n+0.5) \cdot dT$ se tendrán todas las magnitudes relativas a corrientes eléctricas muestreadas en el instante $(n+0.5) \cdot dT$.

Con esta convección de tiempos se puede afirmar lo siguiente:

$$J_s^{n+\frac{1}{2}} = \frac{1}{R_s \cdot dS} \cdot \left(V_s^{n+\frac{1}{2}} + \Delta Z \cdot E_z^{n+\frac{1}{2}} \right) = \frac{1}{R_s \cdot \Delta X \cdot \Delta Y} \cdot \left(V_s^{n+\frac{1}{2}} + \Delta Z \cdot E_z^{n+\frac{1}{2}} \right) \quad (1.29)$$

En la expresión anterior, para calcular tanto V_s como E_z en el instante $(n+0.5) \cdot dT$ se utilizan las muestras temporales de cada uno de los instantes inmediato anterior e inmediato posterior al deseado.

$$V_s^{n+\frac{1}{2}} = \frac{V_s^{n+1} + V_s^n}{2} \quad (1.30)$$

$$E_z^{n+\frac{1}{2}} = \frac{E_z^{n+1} + E_z^n}{2} \quad (1.31)$$

Con lo cual 1.29 se convierte en 1.32:

$$J_s^{n+\frac{1}{2}} = \frac{1}{R_s \cdot \Delta X \cdot \Delta Y} \cdot \left(\frac{V_s^{n+1} + V_s^n}{2} + \Delta Z \cdot \frac{E_z^{n+1} + E_z^n}{2} \right) \quad (1.32)$$

Partiendo de la expresión del rotacional, si se discretiza la derivada temporal de E_z se tiene:

$$\nabla_x \vec{H}_P \Big|_z^{n+\frac{1}{2}} = J_s^{n+\frac{1}{2}} + \varepsilon \cdot \frac{E_z^{n+1} - E_z^n}{dT} \quad (1.33)$$

Sustituyendo J_s por su valor (1.32):

$$\nabla_x \vec{H}_P \Big|_z^{n+\frac{1}{2}} = \frac{1}{R_s \cdot \Delta X \cdot \Delta Y} \cdot \left(\frac{V_s^{n+1} + V_s^n}{2} + \Delta Z \cdot \frac{E_z^{n+1} + E_z^n}{2} \right) + \varepsilon \cdot \frac{E_z^{n+1} - E_z^n}{dT} \quad (1.34)$$

$$\nabla_x \vec{H}_P \Big|_z^{n+\frac{1}{2}} = \frac{V_S^{n+1} + V_S^n}{2 \cdot R_S \cdot \Delta X \cdot \Delta Y} + \frac{\Delta Z}{2 \cdot R_S \cdot \Delta X \cdot \Delta Y} \cdot (E_z^{n+1} + E_z^n) + \varepsilon \cdot \frac{E_z^{n+1} - E_z^n}{dT} \quad (1.35)$$

Desarrollando se llega a:

$$E_z^{n+1} = \frac{(1-P)}{(1+P)} \cdot E_z^n + \frac{dT}{\varepsilon \cdot (1+P)} \nabla_x \vec{H}_P \Big|_z^{n+\frac{1}{2}} - \frac{P}{dZ \cdot (1+P)} \cdot (V_S^{n+1} + V_S^n) \quad (1.36)$$

En donde se tiene que:

$$P = \frac{\Delta Z \cdot dT}{2 \cdot R_S \cdot \Delta X \cdot \Delta Y \cdot \varepsilon} \quad (1.37)$$

$$\Delta X = \frac{dx(i) + dx(i-1)}{2} \quad (1.38)$$

$$\Delta Y = \frac{dy(j) + dy(j-1)}{2} \quad (1.39)$$

Se comprueba que para invertir el sentido del puerto basta con cambiar de signo la magnitud V_S de la fuente de tensión ideal.

Manteniendo la condición de puerto, para el caso de tenerlo inactivo ($V_S = 0$), se tiene un puerto de salida cargado con impedancia R_S .

1.4.4. Aplicación de la condición de fuente resistiva en el algoritmo FDTD:

Es necesario incluir la expresión en el bucle de barrido implementado para el método FDTD.

Cada iteración del bucle FDTD aplica una actualización de campos secuencial:

Primero de $H^{n-1/2}$ a $H^{n+1/2}$, y después con este valor actualizado pasa de E^n a E^{n+1} . La condición de fuente resistiva sólo se puede aplicar antes o después de cada iteración, porque se ha diseñado la misma como una unidad atómica. En este trabajo optamos por una rectificación a posteriori de los campos E afectados por la condición de fuente resistiva.

Ejemplo:

guardo el valor del campo E_z afectado por la fuente discreta antes de la iteración FDTD.

$$E_{ant} = E_z^n$$

aplico la actualización de campos FDTD:

$$H^{n-\frac{1}{2}}, E^n, Ez^n \Rightarrow FDTD \Rightarrow H^{n+\frac{1}{2}}, E^{n+1}, \overline{Ez}^{n+1}$$

Dadas las ecuaciones de actualización se tiene un valor pseudo-actualizado de Ez :

$$\overline{Ez}^{n+1} = Ez^n + \frac{dT}{\varepsilon} \cdot \nabla_x H \Big|_z^{n+\frac{1}{2}} \quad (1.40)$$

Considerando la condición de fuente discreta se tiene que:

$$Ez^{n+1} = \frac{(1-P)}{(1+P)} \cdot Ez^n + \frac{dT}{\varepsilon \cdot (1+P)} \nabla_x \vec{H}_P \Big|_z^{n+\frac{1}{2}} - \frac{P}{dZ \cdot (1+P)} \cdot (Vs^{n+1} + Vs^n) \quad (1.41)$$

$$Ez^{n+1} = \frac{-P}{(1+P)} \cdot Ez^n + \frac{1}{(1+P)} \cdot Ez^n + \frac{dT}{\varepsilon \cdot (1+P)} \nabla_x \vec{H}_P \Big|_z^{n+\frac{1}{2}} - \frac{P}{dZ \cdot (1+P)} \cdot (Vs^{n+1} + Vs^n) \quad (1.42)$$

$$Ez^{n+1} = \frac{-P}{(1+P)} \cdot Ez^n + \frac{1}{(1+P)} \cdot \left(Ez^n + \frac{dT}{\varepsilon} \nabla_x \vec{H}_P \Big|_z^{n+\frac{1}{2}} \right) - \frac{P}{dZ \cdot (1+P)} \cdot (Vs^{n+1} + Vs^n) \quad (1.43)$$

Substituyendo se llega a una expresión del valor actualizado de Ez desde su valor pseudo-actualizado:

$$Ez^{n+1} = \frac{-P}{(1+P)} \cdot Eant + \frac{1}{(1+P)} \cdot \overline{Ez}^{n+1} - \frac{P}{dZ \cdot (1+P)} \cdot (Vs^{n+1} + Vs^n) \quad (1.44)$$

1.5. CONDICIÓN ABSORBENTE PML.

Una manera de implementar una condición de contorno absorbente, es rodear el espacio computacional FD-TD de un medio material absorbente, tal y como se puede observar en la siguiente figura.



Figura 1.22. Terminación del mallado FD-TD usando un material absorbente.

El comportamiento físico de este medio absorbente, se puede comparar al de una cámara anecoica. Idealmente, el medio absorbente, se compone de unas cuantas celdas de espesor de tal forma que no existan reflexiones para cualquier onda incidente en todo rango de frecuencias. Además, es efectivo en las cercanías de cualquier fuente u objeto dispersivo.

En el año 1994, J-P. Berenger, introdujo un material absorbente altamente efectivo, al cual designó con el nombre de "Perfectly Matched Layer" (PML) tal y como se indica en [7]. La innovación de este nuevo material, es que ondas planas con cualquier ángulo de incidencia, polarización o frecuencia son absorbidas por este material. Este método básicamente consiste en dividir cada una de las componentes de campo eléctrico y magnético en la región absorbente, en dos componentes normales con la posibilidad de asignar pérdidas individuales a cada una de las componentes en que se han dividido.

De este modo, Berenger obtuvo coeficientes de reflexión 3000 veces más pequeños que los obtenidos con las condiciones absorbentes de segundo orden expuestas hasta ahora en este capítulo.

En el espacio continuo, el material absorbente PML, es capaz de absorber la totalidad de las ondas incidentes, sin embargo, en el espacio discreto se pueden producir reflexiones de importancia.

Para conseguir que la capa del material absorbente sea delgada, es necesario que la conductividad del medio sea grande. En el espacio discreto, los valores que definen las

propiedades eléctricas y magnéticas del material son almacenados de manera constante. Además, ambos parámetros están almacenados espacialmente. Como consecuencia de esto, se pueden producir reflexiones espurias debido al error de discretización. Para solucionar este problema, Berenger propuso un escalado de los parámetros del material de manera que se redujeran los errores de discretización producidos en las discontinuidades del material.

1.5.1. Formulación de Berenger.

Medio no dispersivo.

Considérese la interfaz de un material y una onda plana incidente desde el espacio libre, en un material, tal y como se puede observar en la figura 1.23. Se considera también el plano $x=0$ como la interfaz que separa ambos medios.

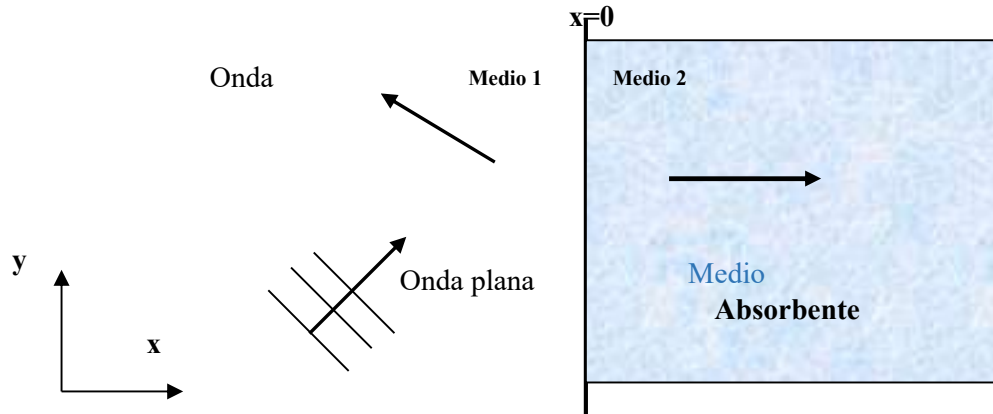


Figura 1.23. Onda plana incidente en el medio con pérdidas.

Se asume que el material absorbente posee conductividad eléctrica σ , y magnética σ^* . Considérese una onda polarizada TE plana e incidente en la interfaz $x=0$ propagándose con ángulo θ_i con la forma siguiente

$$\mathbf{H}^{inc} = \hat{z}H_0 e^{-j\beta_x^i x - j\beta_y^i y} \quad (1.45)$$

Los campos en ambas regiones vienen dados a través de las siguientes expresiones

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{H}_1 &= \hat{z}H_0 \left(1 + \Gamma e^{2j\beta_x^i x} \right) e^{-j\beta_x^i x - j\beta_y^i y} \\ \mathbf{E}_1 &= \left[-\hat{x} \frac{\beta_y^i}{\omega \epsilon_1} \left(1 + \Gamma e^{2j\beta_x^i x} \right) + \hat{y} \frac{\beta_x^i}{\omega \epsilon_1} \left(1 - \Gamma e^{2j\beta_x^i x} \right) \right] H_0 e^{-j\beta_x^i x - j\beta_y^i y} \end{aligned} \right\} (x < 0) \quad (1.46a)$$

$$\mathbf{H}_2 = \hat{\mathbf{z}} \mathbf{H}_0 \tau e^{-j\beta_x^t x - j\beta_y^t y}$$

$$\mathbf{E}_2 = \left[-\hat{\mathbf{x}} \frac{\beta_y^t}{\omega \epsilon_2 \left(1 + \frac{\sigma}{j\omega \epsilon_2}\right)} + \hat{\mathbf{y}} \frac{\beta_x^t}{\omega \epsilon_2 \left(1 + \frac{\sigma}{j\omega \epsilon_2}\right)} \right] \mathbf{H}_0 \tau e^{-j\beta_x^t x - j\beta_y^t y} \quad (x > 0) \quad (1.46 b)$$

donde Γ y τ son los coeficientes de reflexión y transmisión respectivamente. De la relación de la dispersión se obtiene:

$$\beta_x^i = k_1 \cos \theta^i, \quad \beta_y^i = k_1 \sin \theta^i \quad (x < 0) \quad (1.47 a)$$

$$\beta_x^t = \sqrt{(k_2)^2 \left(1 + \frac{\sigma}{j\omega \epsilon_2}\right) \left(1 + \frac{\sigma^*}{j\omega \mu_2}\right) - (\beta_y^t)^2} \quad (x > 0) \quad (1.47 b)$$

En las anteriores ecuaciones $k_i = \omega \sqrt{\epsilon_i \mu_i}$ ($i = 1, 2$). Imponiendo continuidad a los campos tangenciales en la interfaz ($x = 0$) se obtiene la siguiente expresión:

$$\Gamma = \frac{\frac{\beta_x^i}{\omega \epsilon_1} - \frac{\beta_x^t}{\omega \epsilon_2 \left(1 + \frac{\sigma}{j\omega \epsilon_2}\right)}}{\frac{\beta_x^i}{\omega \epsilon_1} + \frac{\beta_x^t}{\omega \epsilon_2 \left(1 + \frac{\sigma}{j\omega \epsilon_2}\right)}}, \quad \tau = 1 + \Gamma \quad (1.48)$$

y $\beta_y^t = \beta_y^i = k_1 \sin \theta^i$. Si la onda incide normalmente a la interfaz ($\theta^i = 0$), se tiene que

$$\Gamma = \frac{\eta_1 - \eta_2}{\eta_1 + \eta_2}, \quad \eta_1 = \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}}, \quad \eta_2 = \sqrt{\frac{\mu_2 \left(1 + \frac{\sigma^*}{j\omega \mu_2}\right)}{\epsilon_2 \left(1 + \frac{\sigma}{j\omega \epsilon_2}\right)}} \quad (1.49)$$

Si $\mu_2 = \mu_1$, $\epsilon_2 = \epsilon_1$ entonces de las anteriores expresiones se obtiene la siguiente igualdad

$$\frac{\sigma^*}{\mu_1} = \frac{\sigma}{\epsilon_1} \quad (1.50)$$

Si la anterior igualdad se verifica, entonces se tiene un coeficiente de reflexión nulo ($\Gamma = 0$) y además de la ecuación (1.47 b) se tiene que:

$$\beta_x^t = \left(1 + \frac{\sigma}{j\omega\epsilon_1}\right) k_1 = k_1 - j\sigma\eta_1 \quad (1.51)$$

La parte real de la anterior ecuación corresponde a la componente de propagación de la onda mientras que la parte imaginaria es la componente de atenuación. Observando la componente real, se puede deducir que la velocidad de la onda en el medio absorbente es exactamente la misma que la que llevaba antes de incidir en dicho medio.

Así mismo, se puede observar que el medio absorbente tiene pérdidas, pero es no dispersivo, es decir, la velocidad de propagación de la onda es independiente de la frecuencia. Es por esto por lo que este tipo de medio ha sido calificado como medio no dispersivo.

Según esto, los campos presentes en el medio absorbente se pueden obtener mediante la ecuación (1.46 b) como,

$$\mathbf{E}_2 = \hat{y}\eta_1 \mathbf{H}_0 e^{(-jk_1 x)} e^{(-\sigma\eta_1 x)} \quad (1.52 a)$$

$$\mathbf{H}_2 = \hat{z} \mathbf{H}_0 e^{(-jk_1 x)} e^{(-\sigma\eta_1 x)} \quad (1.52 b)$$

Resumiendo, dado un medio con conductividad magnética y eléctrica en el que se verifique la ecuación (1.50), entonces este medio absorbe todas las ondas normalmente incidentes a lo largo de toda la interfaz plana. Además, la onda se sigue propagando con las mismas características, pero sufriendo una atenuación a lo largo de la dirección normal.

1.5.2. Medio absorbente de Berenger.

El medio no dispersivo presentado en el apartado anterior, ha sido usado con éxito limitado para terminar estructuras FD-TD. La limitación mas obvia, es que solo está preparado para absorber ondas normalmente incidentes. Como consecuencia, las ondas con incidencia oblicua son reflejadas parcialmente de nuevo a la región de cálculo y por tanto perturban la solución. Como consecuencia, el medio absorbente debe ser colocado lo suficientemente lejos de cualquier fuente o discontinuidad de modo que cuando lleguen a este medio las ondas, su incidencia sea normal. Esto resulta imposible de llevar a la práctica en medios que ya de por sí son grandes.

Berenger pensó que añadiendo un grado adicional de libertad como es la división de los campos transversales en dos componentes ortogonales, el medio podría absorber cualquier incidencia oblicua.

Considérese de nuevo la geometría introducida en la figura 1.23 en la que se asume la incidencia de una onda plana polarizada TE en la interfaz del medio absorbente. En el medio absorbente, las ecuaciones de Maxwell son expresadas del siguiente modo:

$$j\omega\epsilon_2\left(1 + \frac{\sigma}{j\omega\epsilon_0}\right)\mathbf{E}_x = \frac{\partial\mathbf{H}_z}{\partial y}, \quad j\omega\epsilon_2\left(1 + \frac{\sigma}{j\omega\epsilon_0}\right)\mathbf{E}_y = -\frac{\partial\mathbf{H}_z}{\partial x} \quad (1.53 a)$$

$$j\omega\mu_2\left(1 + \frac{\sigma^*}{j\omega\mu_0}\right)\mathbf{H}_z = \frac{\partial\mathbf{E}_x}{\partial y} - \frac{\partial\mathbf{E}_y}{\partial x} \quad (1.53 b)$$

Destacar que la conductividad tanto eléctrica como magnética aparece normalizada por la permitividad y permeabilidad respectivamente. Dividiendo el campo magnético transversal en dos componentes ortogonales del modo

$$\mathbf{H}_z = \mathbf{H}_{zx} + \mathbf{H}_{zy} \quad (1.54)$$

Como consecuencia de esto, las ecuaciones (1.53) se modifican del siguiente modo:

$$j\omega\mu_2\left(1 + \frac{\sigma_x^*}{j\omega\mu_0}\right)\mathbf{H}_{zx} = -\frac{\partial\mathbf{E}_y}{\partial x} \quad (1.55 a)$$

$$\mathbf{j}\omega\mu_2 \left(1 + \frac{\sigma_y^*}{\mathbf{j}\omega\mu_0} \right) \mathbf{H}_{zy} = -\frac{\partial \mathbf{E}_x}{\partial y} \quad (1.55 \text{ b})$$

Estas ecuaciones aún pueden ser expresadas de forma más compacta introduciendo la siguiente notación.

$$\mathbf{s}_k = \left(1 + \frac{\sigma_k}{\mathbf{j}\omega\epsilon_0} \right), \quad \mathbf{s}_k^* = \left(1 + \frac{\sigma_k^*}{\mathbf{j}\omega\mu_0} \right); \quad \mathbf{k} = \mathbf{x}, \mathbf{y} \quad (1.56)$$

Introduciendo esta notación, la ecuación (1.53 a) se modifica del siguiente modo:

$$\mathbf{j}\omega\epsilon_2 \mathbf{s}_y \mathbf{E}_x = \frac{\partial (\mathbf{H}_{zx} + \mathbf{H}_{zy})}{\partial y} \quad (1.57 \text{ a})$$

$$\mathbf{j}\omega\epsilon_2 \mathbf{s}_x \mathbf{E}_y = -\frac{\partial (\mathbf{H}_{zx} + \mathbf{H}_{zy})}{\partial x} \quad (1.57 \text{ b})$$

El siguiente paso, es derivar las soluciones de la onda plana en la región que comprende el material absorbente. Con este fin, se deriva la ecuación (1.57 a) con respecto a y y la ecuación (1.57 b) con respecto a x. Substituyendo entonces las expresiones para $\partial \mathbf{E}_x / \partial y$ y para $\partial \mathbf{E}_y / \partial x$ en las ecuaciones (1.55 a) y (1.55 b) se obtienen las siguientes expresiones:

$$-\omega^2 \mu_2 \epsilon_2 \mathbf{H}_{zx} = -\frac{1}{\mathbf{s}_x^*} \frac{\partial}{\partial x} \frac{1}{\mathbf{s}_x} \frac{\partial}{\partial x} (\mathbf{H}_{zx} + \mathbf{H}_{zy}) \quad (1.58 \text{ a})$$

$$-\omega^2 \mu_2 \epsilon_2 \mathbf{H}_{zy} = -\frac{1}{\mathbf{s}_y^*} \frac{\partial}{\partial y} \frac{1}{\mathbf{s}_y} \frac{\partial}{\partial y} (\mathbf{H}_{zx} + \mathbf{H}_{zy}) \quad (1.58 \text{ b})$$

Sumando estas dos últimas ecuaciones y utilizando la expresión (1.54) se obtiene la siguiente ecuación de onda:

$$\frac{1}{s_x^*} \frac{\partial}{\partial x} \frac{1}{s_x} \frac{\partial}{\partial x} \mathbf{H}_z + \frac{1}{s_y^*} \frac{\partial}{\partial y} \frac{1}{s_y} \frac{\partial}{\partial y} \mathbf{H}_z + \omega^2 \mu_2 \epsilon_2 \mathbf{H}_z = 0 \quad (1.59)$$

Esta ecuación de onda tiene la solución del tipo

$$\mathbf{H}_z = \mathbf{H}_0 \tau e^{-j\sqrt{s_x s_x^*} \beta_x x - j\sqrt{s_y s_y^*} \beta_y y} \quad (1.60)$$

en la que la relación de dispersión viene expresada a través de

$$(\beta_x)^2 + (\beta_y)^2 = (\mathbf{k}_2)^2 \quad (1.61)$$

De las ecuaciones (1.57 a), (1.57 b) y (1.54) se obtiene

$$\mathbf{E}_x = -\mathbf{H}_0 \tau \frac{\beta_y}{\omega \epsilon_2} \sqrt{\frac{s_y^*}{s_y}} e^{-j\sqrt{s_x s_x^*} \beta_x x - j\sqrt{s_y s_y^*} \beta_y y} \quad (1.62 a)$$

$$\mathbf{E}_y = \mathbf{H}_0 \tau \frac{\beta_x}{\omega \epsilon_2} \sqrt{\frac{s_x^*}{s_x}} e^{-j\sqrt{s_x s_x^*} \beta_x x - j\sqrt{s_y s_y^*} \beta_y y} \quad (1.62 b)$$

El objetivo primordial es determinar las características de s_x, s_x^*, s_y y s_y^* de tal modo que en la interfaz no exista reflexión alguna. A pesar de que se han dividido las componentes de los campos, los campos tangenciales deben ser continuos a lo largo de dicha interfaz. Se asume una onda plana incidiendo en este hipotético interfaz permaneciendo los campos en el medio 1 de la figura 1.23 y los campos transmitidos en el medio 2. Los coeficientes de reflexión y transmisión se deducen sin más que forzar la continuidad de los campos tangenciales en la interfaz $x = 0$ obteniendo

$$\Gamma = \frac{\frac{\beta_x^i}{\omega \epsilon_1} - \frac{\beta_x}{\omega \epsilon_2} \sqrt{\frac{s_x^*}{s_x}}}{\frac{\beta_x^i}{\omega \epsilon_1} + \frac{\beta_x}{\omega \epsilon_2} \sqrt{\frac{s_x^*}{s_x}}}; \quad \tau = 1 + \Gamma \quad (1.63)$$

y $\beta_y = \beta_y^i = k_1 \sin \theta^i$. De esta última relación se observa que $s_y = s_y^* = 1$. Se puede ver que si $\epsilon_2 = \epsilon_1$ y $s_x = s_x^*$ (ó $\sigma_x / \epsilon_0 = \sigma_x^* / \mu_0$) entonces $\beta_x = \beta_x^i$ y $\Gamma = 0$. Esto se verifica para todos los ángulos de incidencia θ^i . Los campos resultantes transmitidos al medio absorbente vienen dados por

$$\mathbf{H}_z = \mathbf{H}_0 e^{-j s_x \beta_x^i x - j \beta_y^i y} = \mathbf{H}_0 e^{-j \beta_x^i x - j \beta_y^i y} e^{-\sigma \eta_1 \epsilon_{r1} \cos \theta^i x} \quad (1.64 a)$$

$$\mathbf{E}_x = -\mathbf{H}_0 \eta_1 \sin \theta^i e^{-j \beta_x^i x - j \beta_y^i y} e^{-\sigma \eta_1 \epsilon_{r1} \cos \theta^i x} \quad (1.64 b)$$

$$\mathbf{E}_y = \mathbf{H}_0 \eta_1 \cos \theta^i e^{-j \beta_x^i x - j \beta_y^i y} e^{-\sigma \eta_1 \epsilon_{r1} \cos \theta^i x} \quad (1.64 c)$$

Se puede ver tras observar estas ecuaciones, que los campos transmitidos se propagan con la misma velocidad que los campos incidentes, pero de atenuados a lo largo de la dirección normal con una atenuación constante de $\sigma \eta_1 \epsilon_{r1} \cos \theta^i$. Además, esto es válido para cualquier ángulo de incidencia.

Resumiendo, cualquier onda incidente es absorbida totalmente por el medio absorbente y esto es válido para cualquier polarización, frecuencia o ángulo de incidencia. Además, la onda se propaga por el medio absorbente con la misma velocidad que la onda incidente salvo el término de atenuación a lo largo de la dirección normal. Por tanto, este material puede ser usado para absorber cualquier onda saliente de un dominio FD-TD.

1.5.3. Medio absorbente de Berenger tridimensional.

Las analogías presentadas en la sección anterior pueden ser extendidas a una región tridimensional.

En este caso, las ecuaciones de Maxwell utilizando de nuevo la división en dos de cada una de las componentes de campo, quedan modificadas del siguiente modo

$$\begin{aligned}
 \left(\epsilon_0 \epsilon_r \frac{\partial}{\partial t} + \sigma_y \epsilon_r \right) \mathbf{E}_{xy} &= \frac{\partial}{\partial y} (\mathbf{H}_{zx} + \mathbf{H}_{zy}) \\
 \left(\epsilon_0 \epsilon_r \frac{\partial}{\partial t} + \sigma_z \epsilon_r \right) \mathbf{E}_{xz} &= -\frac{\partial}{\partial z} (\mathbf{H}_{yx} + \mathbf{H}_{yz}) \\
 \left(\epsilon_0 \epsilon_r \frac{\partial}{\partial t} + \sigma_z \epsilon_r \right) \mathbf{E}_{yz} &= \frac{\partial}{\partial z} (\mathbf{H}_{xy} + \mathbf{H}_{xz}) \\
 \left(\epsilon_0 \epsilon_r \frac{\partial}{\partial t} + \sigma_x \epsilon_r \right) \mathbf{E}_{yx} &= -\frac{\partial}{\partial x} (\mathbf{H}_{zx} + \mathbf{H}_{zy}) \\
 \left(\epsilon_0 \epsilon_r \frac{\partial}{\partial t} + \sigma_x \epsilon_r \right) \mathbf{E}_{zx} &= \frac{\partial}{\partial x} (\mathbf{H}_{yx} + \mathbf{H}_{yz}) \\
 \left(\epsilon_0 \epsilon_r \frac{\partial}{\partial t} + \sigma_y \epsilon_r \right) \mathbf{E}_{zy} &= -\frac{\partial}{\partial y} (\mathbf{H}_{xy} + \mathbf{H}_{xz})
 \end{aligned} \tag{1.65 a}$$

$$\begin{aligned}
 \left(\mu_0 \mu_r \frac{\partial}{\partial t} + \sigma_y \eta_0^2 \mu_r \right) \mathbf{H}_{xy} &= -\frac{\partial}{\partial y} (\mathbf{E}_{zx} + \mathbf{E}_{zy}) \\
 \left(\mu_0 \mu_r \frac{\partial}{\partial t} + \sigma_z \eta_0^2 \mu_r \right) \mathbf{H}_{xz} &= \frac{\partial}{\partial z} (\mathbf{E}_{yx} + \mathbf{E}_{yz}) \\
 \left(\mu_0 \mu_r \frac{\partial}{\partial t} + \sigma_z \eta_0^2 \mu_r \right) \mathbf{H}_{yz} &= -\frac{\partial}{\partial z} (\mathbf{E}_{xy} + \mathbf{E}_{xz}) \\
 \left(\mu_0 \mu_r \frac{\partial}{\partial t} + \sigma_x \eta_0^2 \mu_r \right) \mathbf{H}_{yx} &= \frac{\partial}{\partial x} (\mathbf{E}_{zx} + \mathbf{E}_{zy}) \\
 \left(\mu_0 \mu_r \frac{\partial}{\partial t} + \sigma_x \eta_0^2 \mu_r \right) \mathbf{H}_{zx} &= -\frac{\partial}{\partial x} (\mathbf{E}_{yx} + \mathbf{E}_{yz}) \\
 \left(\mu_0 \mu_r \frac{\partial}{\partial t} + \sigma_y \eta_0^2 \mu_r \right) \mathbf{H}_{zy} &= \frac{\partial}{\partial y} (\mathbf{E}_{xy} + \mathbf{E}_{xz})
 \end{aligned} \tag{1.65 b}$$

1.5.4. Medio Anisotrópico absorbente: el medio uniaxial absorbente (UPML).

El medio absorbente introducido por Berenger en el que realiza una división en dos componentes ortogonales cada una de las componentes de campo, resulta un hipotético medio basado en un modelo matemático. Debido a la dependencia de coordenadas de los términos de pérdidas, si este medio existiera físicamente, debería ser anisotrópico. Para un único interfaz el medio anisotrópico es uniaxial y está formado por tensores eléctricos y magnéticos. Esta nueva formulación se comporta tan bien como el medio propuesto inicialmente por Berenger en el que se realizaba la descomposición de las componentes de campo.

Considérese una onda plana arbitrariamente polarizada, $\vec{H}^{inc} = H_0 e^{-j\beta_x^i x - j\beta_y^i y}$, propagándose en un medio isotrópico que incide en un medio uniaxial y anisotrópico como el que se acaba de describir. La interfaz entre ambos medios está situada en el plano $x = 0$. Los campos dentro del material absorbente, son ondas planas y además satisfacen las ecuaciones de Maxwell. Dichas ecuaciones se expresan como:

$$\vec{\beta}^a \times \vec{E} = \omega \vec{\mu} \vec{H}, \quad \vec{\beta}^a \times \vec{H} = \omega \vec{\epsilon} \vec{E} \quad (1.66)$$

donde $\vec{\beta}^a = \hat{x}\beta_x^a + \hat{y}\beta_y^a$ y la permitividad y permeabilidad son tensores uniaxiales definidos por

$$\vec{\epsilon} = \epsilon_1 \begin{bmatrix} \mathbf{a} & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{b} & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{b} \end{bmatrix}, \quad \vec{\mu} = \mu_1 \begin{bmatrix} \mathbf{c} & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{d} & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{d} \end{bmatrix} \quad (1.67)$$

y además $\epsilon_{yy} = \epsilon_{zz}$ y $\mu_{yy} = \mu_{zz}$ puesto que el medio presenta simetría alrededor del eje x por ser uniaxial.

La ecuación de onda se deriva de las ecuaciones de Maxwell expresadas anteriormente y viene dada por

$$\vec{\beta}^a \times \left(\begin{matrix} \vec{\epsilon}^{-1} \\ \vec{\beta}^a \end{matrix} \right) \times \vec{H} + \omega^2 \vec{\mu} \vec{H} = 0 \quad (1.68)$$

Expresando esta última ecuación en forma matricial se obtiene

$$\begin{bmatrix} k^2 c - (\beta_y^a)^2 b^{-1} & \beta_x^a \beta_y^a b^{-1} & 0 \\ \beta_x^a \beta_y^a b^{-1} & k^2 d - (\beta_x^a)^2 b^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & k^2 d - (\beta_x^a)^2 b^{-1} - (\beta_y^a)^2 a^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_x \\ H_y \\ H_z \end{bmatrix} = 0 \quad (1.69)$$

donde $k^2 = \omega^2 \mu_1 \epsilon_1$. La relación de dispersión para el medio uniaxial se deriva del determinante de la matriz anterior. Resolviendo la ecuación para β_x^a se ve que existen cuatro soluciones las cuales se corresponden con los modos TE_z y TM_z :

$$\begin{aligned} k^2 - (\beta_x^a)^2 b^{-1} d^{-1} - (\beta_y^a)^2 a^{-1} d^{-1} &= 0 & \text{TE}_z \\ k^2 - (\beta_x^a)^2 b^{-1} d^{-1} - (\beta_y^a)^2 b^{-1} c^{-1} &= 0 & \text{TM}_z \end{aligned} \quad (1.70)$$

Una vez definidas estas dos ecuaciones se procederá al cálculo del coeficiente de reflexión. Considérese una onda incidente TE_z. En la región ($x < 0$) los campos se expresan como la superposición de los campos incidentes y reflejados tal y como se detalla a continuación

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_1 &= \hat{z} H_0 \left(1 + \Gamma e^{2j\beta_x^i x} \right) e^{-j\beta_x^i x - j\beta_y^i y} \\ \mathbf{E}_1 &= \left[-\hat{x} \frac{\beta_y^i}{\omega \epsilon_1} \left(1 + \Gamma e^{2j\beta_x^i x} \right) + \hat{y} \frac{\beta_x^i}{\omega \epsilon_1} \left(1 - \Gamma e^{2j\beta_x^i x} \right) \right] H_0 e^{-j\beta_x^i x - j\beta_y^i y} \end{aligned} \quad (1.71)$$

La onda transmitida en el medio anisotrópico absorbente ($x > 0$) es también una onda TE_z cuyas características de propagación vienen gobernadas por la relación de dispersión expresada en la ecuación (1.70). Dicha onda viene dada por la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_2 &= \hat{z} H_0 \tau e^{-j\beta_x^a x - j\beta_y^i y} \\ \mathbf{E}_2 &= \left(-\hat{x} \frac{\beta_y^a}{\omega \epsilon_1 \mathbf{a}} + \hat{y} \frac{\beta_x^a}{\omega \epsilon_1 \mathbf{b}} \right) H_0 \tau e^{-j\beta_x^a x - j\beta_y^i y} \end{aligned} \quad (1.72)$$

De nuevo, Γ y τ son los coeficientes de reflexión y transmisión respectivamente y se obtienen forzando la continuidad de los campos tangenciales a lo largo de todo el interfaz vienen dados por

$$\Gamma = \frac{\beta_x^i - \beta_x^a b^{-1}}{\beta_x^i + \beta_x^a b^{-1}}, \quad \tau = 1 + \Gamma = \frac{2\beta_x^i}{\beta_x^i + \beta_x^a b^{-1}} \quad (1.73)$$

De la anterior expresión se puede deducir claramente que si $\beta_x^a = \beta_x^i b$ entonces $\Gamma=0$ para todos los ángulos de incidencia por lo que no se produce reflexión alguna. A continuación, se verá cómo tienen que ser los coeficientes de los tensores para que se verifique la anterior igualdad. De la ecuación (1.70) podemos obtener para el modo TE_z

$$\beta_x^a = \sqrt{k^2 b d - (\beta_y^i)^2} a^{-1} b \quad (1.74)$$

Si en la anterior expresión se hace $d = b$ y $a^{-1} = b$ entonces $\beta_x^a = \beta_x^i b$ y consecuentemente $\Gamma=0$ para toda β_x^i , es decir, ausencia de reflexiones. Todo este proceso se puede repetir de forma análoga a la expuesta hasta aquí, para la polarización TM_z tal y como se indica en [7]. El coeficiente de reflexión que se obtiene es dual al presentado en la ecuación (1.73) reemplazando b y d por a y c respectivamente. En este caso, la ausencia de reflexión se produce si $b = d$ y $c^{-1} = d$. Por tanto, para el caso general, $a=c=b^{-1}=d^{-1}$.

En resumen, dada una onda incidente en un interfaz situado en un plano $x = constante$, y compuesto por un medio uniaxial definido por los tensores de permitividad y permeabilidad expresados en la ecuación (1.75), es transmitida completamente al medio uniaxial sin que se produzca reflexión alguna.

$$\underline{\underline{\epsilon}} = \epsilon_1 \begin{bmatrix} s_x^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & s_x & 0 \\ 0 & 0 & s_x \end{bmatrix}, \quad \underline{\underline{\mu}} = \mu_1 \begin{bmatrix} s_x^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & s_x & 0 \\ 0 & 0 & s_x \end{bmatrix} \quad (1.75)$$

Este comportamiento de la ausencia de reflexiones, es completamente independiente del ángulo de incidencia, polarización y frecuencia de la onda incidente. Además, las características de propagación de la onda se mantienen en el medio absorbente. Se llama a este medio, medio absorbente uniaxial, debido a su propiedad de anisotropía uniaxial.

La propiedad de ausencia de reflexión, al igual que ocurría con el medio absorbente propuesto por Berenger, es válida para cualquier s_x , por ejemplo, $s_x = 1 + \sigma_x / j\omega\epsilon_0$. Entonces se tiene que verificar:

$$\beta_x^a = (1 - j\sigma / \omega\epsilon_0) \beta_x^i \quad (1.76)$$

Es interesante hacer notar que en la anterior ecuación, la parte real de β_x^a es idéntica a la de la onda incidente, por lo tanto, las velocidades de fase son idénticas. La impedancia característica axial de la onda es también idéntica a la de la onda incidente, lo cual es consecuencia de que el medio sea perfectamente absorbente. Se verá a continuación cómo, además, la onda aparece atenuada a lo largo de la dirección x .

Dada una onda incidente TE_z, los campos en la zona del medio absorbente uniaxial vienen dados por las siguientes expresiones,

$$\mathbf{H}_2 = \hat{z}H_0 e^{-js_x\beta_x^i x - j\beta_y^a y} = \hat{z}H_0 e^{-j\beta_x^i x - j\beta_y^a y} e^{-\sigma_x \eta_l \epsilon_{r1} \cos \theta^i x} \quad (1.77)$$

$$\mathbf{E}_2 = \left(\hat{x}s_x \eta_l \sin \theta^i + \hat{y}\eta_l \cos \theta^i \right) H_0 e^{-j\beta_x^i x - j\beta_y^i y} e^{-\sigma_x \eta_l \epsilon_{r1} \cos \theta^i x}$$

donde θ^i es el ángulo de incidencia relativo al eje x . Observando las anteriores expresiones, se puede comprobar que la onda se propaga a lo largo del eje x , con la misma velocidad de fase que la onda incidente, al mismo tiempo que sufre una atenuación. El factor de atenuación depende del ángulo de incidencia y de la conductividad del medio, pero permanece invariable con la frecuencia.

1.5.5. Solapamiento de Medios Absorbentes Uniaxiales.

Cada una de las fronteras de un mallado FD-TD pueden ser terminadas por un medio UPML. Tal y como se ve en la figura 1.24, hay regiones donde se solapan varios medios UPML. Se realizará el estudio para un caso bidimensional y acto seguido se extrapolarán los resultados al caso tridimensional. Berenger ya demostró que los parámetros característicos de estas zonas, se obtienen sin mas que hacer que la onda plana propagándose por uno de los medios UPML, sea completamente absorbida al incidir en el interfaz de separación entre ambos medios UPML. El desarrollo de esto se puede encontrar en [7].

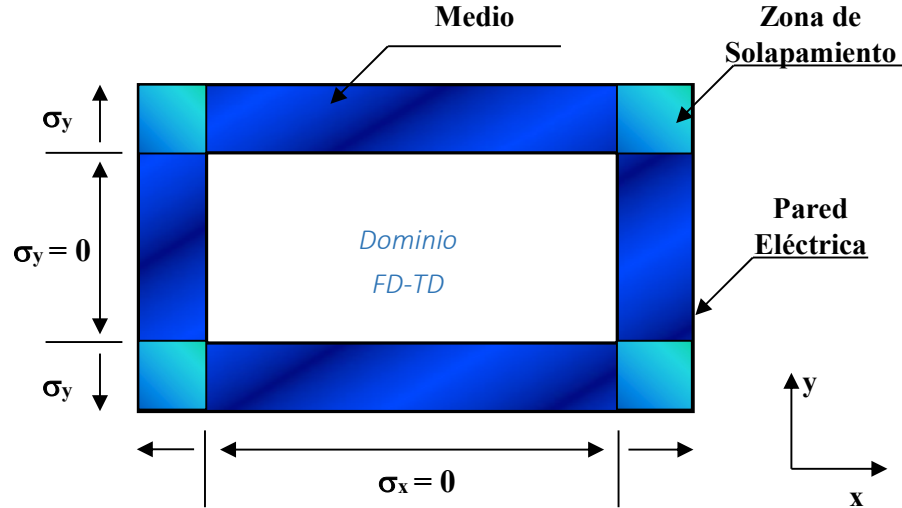


Figura 1.24. Solapamiento de medios UPML, en un dominio FD-TD.

Considérese un medio UPML construido para absorber ondas incidentes en un interfaz situado en un plano normal a la dirección x . Dicho medio además posee un interfaz con otro medio normal a la dirección y . Sea una onda propagándose por el primero de los medios e incidiendo en el interfaz normal a la dirección y . Los parámetros determinantes de estas regiones de solapamiento se determinan haciendo que la onda plana que se está propagándose por el primero de los medios e incide en el interfaz de ambos medios, sea perfectamente absorbida por el segundo de los medios. El procedimiento para la obtención de dichos parámetros es similar al expuesto en la sección anterior.

De nuevo, μ y ε deben ser continuos a lo largo del interfaz con lo que los tensores eléctricos y magnéticos vienen dados por

$$\underline{\underline{\varepsilon}} = \underline{\underline{\mu}} = \begin{bmatrix} s_x^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & s_x & 0 \\ 0 & 0 & s_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_y & 0 & 0 \\ 0 & s_y^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & s_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_x^{-1} s_y & 0 & 0 \\ 0 & s_x s_y^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & s_x s_y \end{bmatrix} \quad (1.78)$$

Extrapolando esto para un interfaz normal a la dirección z la forma general del tensor viene dada por la siguiente expresión:

$$\underline{\underline{\epsilon}} = \underline{\underline{\mu}} = \begin{bmatrix} \frac{s_y s_z}{s_x} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{s_x s_z}{s_y} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{s_x s_y}{s_z} \end{bmatrix} = \underline{\underline{s}} \quad (1.79)$$

Por tanto, las ecuaciones de Maxwell se pueden expresar de forma general del siguiente modo:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega \underline{\underline{\mu}} \mathbf{H} \quad \nabla \times \mathbf{H} = -j\omega \underline{\underline{\epsilon}} \mathbf{E} \quad (1.80)$$

Estas ecuaciones, son válidas tanto para las zonas PML como para el espacio FDTD. Las regiones PML estarán definidas, como ya se ha visto, mediante las variables σ_i , fuera de dichas regiones, estas constantes son nulas y por tanto, las ecuaciones (1.80), se reducen a las ecuaciones de Maxwell para medios isotrópicos presentadas ya en el capítulo 1.

1.5.6. Implementación del Medio PML: el espacio discreto.

Como ya se ha explicado anteriormente, la región PML se debe acabar de algún modo. Una forma de realizar esto, consiste en rodear dicha zona por paredes eléctricas cuyos campos eléctricos tangenciales son nulos. Sin embargo, este método puede crear ciertas reflexiones que se propagan de nuevo hacia el espacio FDTD. Teóricamente, este error puede ser calculado empleando una simple línea de transmisión y su expresión viene dada a través de la fórmula siguiente:

$$\mathbf{R}(\theta) = \exp(-2\sigma\eta\epsilon_r d \cos\theta) \quad (1.81)$$

donde θ es el ángulo de incidencia, d es el espesor de la región PML, η es la impedancia característica del medio, y σ es la conductividad del medio PML. Esta reflexión, en el contexto de PML, se la conoce como “error de reflexión” puesto que es una reflexión no física debida a las paredes eléctricas con las que se rodean el material PML. Este error de reflexión decae exponencialmente con el espesor y la conductividad de dicho material. Sin embargo, debido a la presencia del coseno del ángulo de incidencia, para ángulos de incidencia grandes y para una σ y d fijas, el error de reflexión se incrementa considerablemente.

Por tanto, para que el medio PML sea efectivo en una simulación FDTD, es deseable que el medio tenga el menor espesor posible. Como consecuencia, para tener un espesor delgado

d se deben tener conductividades relativamente grandes para reducir el factor $R(\theta)$ a un nivel razonable.

El interfaz PML-FDTD presenta una discontinuidad tanto en la conductividad eléctrica como en la magnética. En la expresión de las ecuaciones de Maxwell para el método FDTD, esta discontinuidad se modela empleando una aproximación lineal. Además, dichas conductividades se almacenan con un decalaje de media celda debido al intercalado de los campos eléctricos y magnéticos, inherente de dicho método. Como consecuencia, estas discontinuidades en las conductividades, producen un error de discretización que se manifiesta en reflexiones espúreas. Para reducir estas reflexiones, Berenger propuso un escalado del perfil de la conductividad a lo largo del eje normal.

A lo largo del tiempo de vida de PML, se han sugerido numerosos perfiles para realizar este escalado espacial. De todos ellos, los más exitosos y usados son el escalado geométrico o polinomial. El escalado polinomial se puede expresar a través de la siguiente fórmula

$$\sigma(\mathbf{x}) = \left(\frac{\mathbf{x}}{\mathbf{d}}\right)^m \sigma_{\max} \quad (1.82)$$

De este modo, se escala la conductividad desde un valor nulo en el interfaz PML-FDTD, a un valor de σ_{\max} en la pared eléctrica. Este tipo de escalado proporciona dos parámetros para un espesor de PML dado: σ_{\max} y m . Para valores elevados de m , la distribución de la conductividad, es relativamente plana cerca de la interfaz. Sin embargo, conforme se avanza en la región PML, la conductividad crece más rápidamente que para valores pequeños de m . Las amplitudes de los campos en esta región sufren una atenuación importante y por tanto, las reflexiones producidas por el error de discretización contribuyen menos. Típicamente, se suelen tomar para m , valores comprendidos entre 3 y 4 tal y como se indica en [7].

En el estudio del medio absorbente PML, se ha supuesto que la onda incidente en dicho medio, era una onda que se estaba propagando. En [7], se establece que este medio también puede absorber ondas evanescentes, para lo cual se debe modificar la parte real del parámetro s .

Para el escalado polinomial, los parámetros PML pueden ser fácilmente estimables para un error dado. Por ejemplo, sean los parámetros m , d , y $R(0)$ conocidos. Mediante estos valores se puede calcular fácilmente el valor de σ_{\max} tal y como se detalla a continuación

$$\sigma_{\max} = \frac{(m+1)\ln[R(0)]}{2\eta\epsilon_r d} \quad (1.83)$$

Estudios realizados entorno a este escalado espacial, han demostrado que los valores óptimos para el parámetro m están entre 3 y 4.

Para el escalado geométrico el perfil de la conductividad se define como

$$\sigma(x) = \sigma_0 \left(\frac{g}{\Delta x} \right)^x \quad (1.84)$$

donde σ_0 es la conductividad en el interfaz PML-FDTD, g es el factor de escalado. Δx es el incremento utilizado en la discretización espacial y $d=N\Delta x$ es el espesor del medio PML. En este caso, la conductividad se escala desde un valor de σ_0 en el interfaz, a un valor $g^N \sigma_0$ en la pared eléctrica que limita el medio PML.

En el escalado geométrico, existen dos parámetros a elegir para un determinado espesor del material absorbente: g y σ_0 . σ_0 debe ser lo más pequeño posible de modo que el error de discretización sea mínimo. El valor de σ_0 se puede obtener a través de la siguiente expresión:

$$\sigma_0 = -\frac{\ln[R(\theta)] \ln(g)}{2\eta\epsilon_r \Delta x (g^N - 1)} \quad (1.85)$$

Al igual que ocurría en el escalado polinomial, en el escalado geométrico también existen unos valores óptimos para el parámetro g , los cuales se sitúan entre 2 y 3.

Para que el diseño del medio PML sea efectivo, es necesario que se produzca un equilibrio entre el error de reflexión $R(\theta)$ y el error producido por la discretización numérica. Como ya se ha visto anteriormente, se puede obtener fácilmente el valor de σ_{max} para un error de reflexión y un valor de m dados. Si el valor de σ_{max} es pequeño, entonces la reflexión dominante en el medio PML es la producida por la pared eléctrica. En cambio, si este valor es demasiado grande, lo que predomina es el error de discretización. Por lo tanto, existe una elección óptima para el valor de $R(\theta)$ que equilibra ambas reflexiones.

La mayor reflexión, se produce en el interfaz PML-FDTD. La energía que penetra dentro del material absorbente es atenuada antes de abandonar dicho medio. Debido a esto, es deseable minimizar la discontinuidad que se produce en dicho interfaz, empleando un escalado espacial de la conductividad de modo que sea lo más plana posible en las proximidades del interfaz.

Existe un valor óptimo para la conductividad válido para un amplio margen de aplicaciones. Estudios experimentales han demostrado que para un material PML de 10 celdas de espesor, un valor óptimo para $R(0)$ se sitúa entorno a e^{-16} y para un espesor de 5 celdas se reduce a e^{-8} ; tal y como se especifica en [7] y [8], con lo que podemos obtener la siguiente expresión:

$$\sigma_{\text{opt}} = \frac{m+1}{150\pi\sqrt{\epsilon_r}\Delta x} \quad (1.86)$$

1.5.7. Implementación del Medio PML en FDTD.

En este apartado se van a implementar las ecuaciones de Maxwell que gobiernan el medio PML definidas en (1.79) y (1.80) siguiendo la filosofía FDTD. La ley de Ampère en el medio PML viene dada a través de la siguiente expresión:

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial y} H_z - \frac{\partial}{\partial z} H_y \\ \frac{\partial}{\partial z} H_x - \frac{\partial}{\partial x} H_z \\ \frac{\partial}{\partial x} H_y - \frac{\partial}{\partial y} H_x \end{bmatrix} = j\omega\epsilon_0\epsilon_r \begin{bmatrix} \frac{s_y s_z}{s_x} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{s_x s_z}{s_y} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{s_x s_y}{s_z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{bmatrix} \quad (1.87a)$$

donde ϵ_r es la permitividad relativa del medio y si viene dado por

$$s_x = \kappa_x + \frac{\sigma_x}{j\omega\epsilon_0}, \quad s_y = \kappa_y + \frac{\sigma_y}{j\omega\epsilon_0}, \quad s_z = \kappa_z + \frac{\sigma_z}{j\omega\epsilon_0}, \quad (1.87b)$$

Introduciendo la expresión (1.87 b) en la ecuación (1.87 a), y transformando al dominio del tiempo, se obtiene una convolución entre los coeficientes del tensor y las intensidades de campo eléctrico. Sin embargo, resulta una implementación mucho más eficiente si se realiza un desacoplamiento de los términos dependientes de la frecuencia tal y como se detalla a continuación

$$\mathbf{D}_x = \epsilon_0\epsilon_r \frac{s_z}{s_x} \mathbf{E}_x \quad (1.88a)$$

$$\mathbf{D}_y = \epsilon_0\epsilon_r \frac{s_x}{s_y} \mathbf{E}_y \quad (1.88b)$$

$$\mathbf{D}_z = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{s_y}{s_z} \mathbf{E}_z \quad (1.88 \text{ c})$$

Con estas nuevas variables la ecuación (1.87 a) queda modificada del siguiente modo:

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial y} \mathbf{H}_z - \frac{\partial}{\partial z} \mathbf{H}_y \\ \frac{\partial}{\partial z} \mathbf{H}_x - \frac{\partial}{\partial x} \mathbf{H}_z \\ \frac{\partial}{\partial x} \mathbf{H}_y - \frac{\partial}{\partial y} \mathbf{H}_x \end{bmatrix} = \mathbf{j}\omega \begin{bmatrix} s_y & 0 & 0 \\ 0 & s_z & 0 \\ 0 & 0 & s_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{D}_x \\ \mathbf{D}_y \\ \mathbf{D}_z \end{bmatrix} \quad (1.89)$$

La anterior expresión se puede transformar al dominio del tiempo utilizando la identidad $\mathbf{j}\omega \mathbf{f}(\bar{\mathbf{r}}, \omega) \rightarrow (\partial/\partial t) \mathbf{f}(\bar{\mathbf{r}}, t)$

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial y} \mathbf{H}_z - \frac{\partial}{\partial z} \mathbf{H}_y \\ \frac{\partial}{\partial z} \mathbf{H}_x - \frac{\partial}{\partial x} \mathbf{H}_z \\ \frac{\partial}{\partial x} \mathbf{H}_y - \frac{\partial}{\partial y} \mathbf{H}_x \end{bmatrix} = \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} \kappa_y & 0 & 0 \\ 0 & \kappa_z & 0 \\ 0 & 0 & \kappa_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{D}_x \\ \mathbf{D}_y \\ \mathbf{D}_z \end{bmatrix} + \frac{1}{\epsilon_0} \begin{bmatrix} \sigma_y & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_z & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{D}_x \\ \mathbf{D}_y \\ \mathbf{D}_z \end{bmatrix} \quad (1.90)$$

Aproximando nuevamente las derivadas parciales en el tiempo y en el espacio por diferencias centrales, se obtienen expresiones FDTD fácilmente aplicables a problemas que implementen un medio PML como condición absorbente.

Desarrollando la ecuación (1.88 a) se obtiene

$$\left(\kappa_x + \frac{\sigma_x}{\mathbf{j}\omega \epsilon_0} \right) \mathbf{D}_x = \epsilon_0 \epsilon_r \left(\kappa_z + \frac{\sigma_z}{\mathbf{j}\omega \epsilon_0} \right) \mathbf{E}_x \quad (1.91)$$

Multiplicando ambos miembros de la anterior expresión por $\mathbf{j}\omega$ y transformando al dominio del tiempo se obtiene lo siguiente

$$\frac{\partial}{\partial t} (\kappa_x \mathbf{D}_x) + \frac{\sigma_x}{\epsilon_0} \mathbf{D}_x = \epsilon_0 \epsilon_r \left[\frac{\partial}{\partial t} (\kappa_z \mathbf{E}_x) + \frac{\sigma_z}{\epsilon_0} \mathbf{E}_x \right] \quad (1.92 \text{ a})$$

Del mismo modo, se puede obtener expresiones similares para las ecuaciones (1.88 b) y (1.88 c):

$$\frac{\partial}{\partial t} (\kappa_y \mathbf{D}_y) + \frac{\sigma_y}{\epsilon_0} \mathbf{D}_y = \epsilon_0 \epsilon_r \left[\frac{\partial}{\partial t} (\kappa_x \mathbf{E}_y) + \frac{\sigma_x}{\epsilon_0} \mathbf{E}_y \right] \quad (1.92 \text{ b})$$

$$\frac{\partial}{\partial t} (\kappa_z \mathbf{D}_z) + \frac{\sigma_z}{\epsilon_0} \mathbf{D}_z = \epsilon_0 \epsilon_r \left[\frac{\partial}{\partial t} (\kappa_y \mathbf{E}_z) + \frac{\sigma_y}{\epsilon_0} \mathbf{E}_z \right] \quad (1.92 \text{ c})$$

La solución de los campos en la zona PML se realiza en dos pasos tal y como se muestra en las ecuaciones (1.90) y (1.92). Siguiendo la filosofía FDTD, los campos se discretizan siguiendo la tradicional celda de Yee donde las derivadas espaciales se realizan utilizando diferencias centrales de segundo orden. Lo mismo ocurre con las derivadas parciales en el tiempo las cuales intercalan en el tiempo el cálculo de campos eléctricos y magnéticos. Esto se ilustra en las siguientes expresiones. Aproximando las derivadas parciales de la ecuación (1.92 a) se obtiene:

$$\mathbf{D}_x \Big|_{i+1/2, j, k}^{n+1/2} = \left(\frac{\kappa_y - \frac{\sigma_y}{2\epsilon_0}}{\Delta t} \right) \mathbf{D}_x \Big|_{i+1/2, j, k}^{n-1/2} + \left(\frac{1}{\frac{\kappa_y + \frac{\sigma_y}{2\epsilon_0}}{\Delta t}} \right) \times \left(\frac{\mathbf{H}_z \Big|_{i+1/2, j+1/2, k}^n - \mathbf{H}_z \Big|_{i+1/2, j-1/2, k}^n}{\Delta y} - \frac{\mathbf{H}_y \Big|_{i+1/2, j, k+1/2}^n - \mathbf{H}_y \Big|_{i+1/2, j, k-1/2}^n}{\Delta z} \right) \quad (1.93 \text{ a})$$

Como ya se conoce el valor de $\mathbf{D}_x^{n+1/2}$, entonces se está en condiciones de obtener $\mathbf{E}_x^{n+1/2}$ a través de la siguiente expresión obtenida aproximando las derivadas parciales por diferencias finitas en la ecuación (1.92 a):

$$\mathbf{E}_x|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} = \begin{pmatrix} \frac{\kappa_z - \frac{\sigma_z \Delta t}{2\epsilon_0}}{\kappa_z + \frac{\sigma_z \Delta t}{2\epsilon_0}} \end{pmatrix} \mathbf{E}_x|_{i+1/2,j,k}^{n-1/2} + \left[\frac{1}{\left(\kappa_z + \frac{\sigma_z \Delta t}{2\epsilon_0} \right) \epsilon_0 \epsilon_r} \right] \times \quad (1.94 a)$$

$$\left(\left(\kappa_x + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0} \right) \mathbf{D}_x|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} - \left(\kappa_x - \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0} \right) \mathbf{D}_x|_{i+1/2,j,k}^{n-1/2} \right)$$

El resto de componentes de campo eléctrico se obtienen de igual modo

$$\mathbf{D}_y|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2} = \begin{pmatrix} \frac{\frac{\kappa_z - \frac{\sigma_z}{\Delta t}}{2\epsilon_0}}{\frac{\kappa_z + \frac{\sigma_z}{\Delta t}}{2\epsilon_0}} \end{pmatrix} \mathbf{D}_y|_{i,j+1/2,k}^{n-1/2} + \left(\frac{1}{\frac{\kappa_z + \frac{\sigma_z}{\Delta t}}{2\epsilon_0}} \right) \times \quad (1.93 b)$$

$$\left(\frac{\mathbf{H}_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^n - \mathbf{H}_x|_{i,j+1/2,k-1/2}^n}{\Delta z} - \frac{\mathbf{H}_z|_{i+1/2,j+1/2,k}^n - \mathbf{H}_z|_{i-1/2,j+1/2,k}^n}{\Delta x} \right)$$

$$\mathbf{E}_y|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2} = \begin{pmatrix} \frac{\kappa_x - \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0}}{\kappa_x + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0}} \end{pmatrix} \mathbf{E}_y|_{i,j+1/2,k}^{n-1/2} + \left[\frac{1}{\left(\kappa_x + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0} \right) \epsilon_0 \epsilon_r} \right] \times \quad (1.94 b)$$

$$\left(\left(\kappa_y + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0} \right) \mathbf{D}_y|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2} - \left(\kappa_y - \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0} \right) \mathbf{D}_y|_{i,j+1/2,k}^{n-1/2} \right)$$

$$\mathbf{D}_z|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2} = \begin{pmatrix} \frac{\kappa_x - \sigma_x}{\Delta t - 2\epsilon_0} \\ \frac{\kappa_x + \sigma_x}{\Delta t + 2\epsilon_0} \end{pmatrix} \mathbf{D}_z|_{i,j,k+1/2}^{n-1/2} + \begin{pmatrix} 1 \\ \frac{\kappa_x + \sigma_x}{\Delta t + 2\epsilon_0} \end{pmatrix} \times \left(\frac{\mathbf{H}_y|_{i+1/2,j,k+1/2}^n - \mathbf{H}_y|_{i-1/2,j,k+1/2}^n}{\Delta x} - \frac{\mathbf{H}_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^n - \mathbf{H}_x|_{i,j-1/2,k+1/2}^n}{\Delta y} \right) \quad (1.93 \text{ c})$$

$$\mathbf{E}_z|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2} = \begin{pmatrix} \frac{\kappa_y - \sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0} \\ \frac{\sigma_y \Delta t}{\kappa_y + 2\epsilon_0} \end{pmatrix} \mathbf{E}_z|_{i,j,k+1/2}^{n-1/2} + \begin{bmatrix} 1 \\ \left(\frac{\kappa_y + \sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0} \right) \epsilon_0 \epsilon_r \end{bmatrix} \times \left(\left(\frac{\kappa_z + \sigma_z \Delta t}{2\epsilon_0} \right) \mathbf{D}_z|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2} - \left(\frac{\kappa_z - \sigma_z \Delta t}{2\epsilon_0} \right) \mathbf{D}_z|_{i,j,k+1/2}^{n-1/2} \right) \quad (1.94 \text{ c})$$

Si ahora se toma la ley de Faraday definida en la ecuación (1.80) se obtienen expresiones similares a las obtenidas anteriormente, pero esta vez para los campos magnéticos. Nuevamente, para calcular las componentes de campo magnético, se realiza a través de una variable intermedia para conseguir aislar los términos dependientes de la frecuencia. Esto se puede observar en las siguientes expresiones:

$$\mathbf{B}_x = \mu_0 \mu_r \begin{pmatrix} s_z \\ s_x \end{pmatrix} \mathbf{H}_x \quad (1.95 \text{ a})$$

$$\mathbf{B}_y = \mu_0 \mu_r \begin{pmatrix} s_x \\ s_y \end{pmatrix} \mathbf{H}_y \quad (1.95 \text{ b})$$

$$\mathbf{B}_z = \mu_0 \mu_r \begin{pmatrix} s_y \\ s_z \end{pmatrix} \mathbf{H}_z \quad (1.95 \text{ c})$$

Discretizando estas ecuaciones del mismo modo a como se realizó con las componentes Dx , Dy y Dz , se obtienen las siguientes expresiones:

$$\mathbf{B}_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1} = \begin{pmatrix} \frac{\kappa_y - \sigma_y}{\Delta t} & -\frac{\sigma_y}{2\epsilon_0} \\ \frac{\kappa_y}{\Delta t} & +\frac{\sigma_y}{2\epsilon_0} \end{pmatrix} \mathbf{B}_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^n + \begin{pmatrix} 1 \\ \frac{\kappa_y + \sigma_y}{\Delta t} + \frac{\sigma_y}{2\epsilon_0} \end{pmatrix} \times \left(\frac{\mathbf{E}_z|_{i,j+1,k+1/2}^{n+1/2} - \mathbf{E}_z|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta y} - \frac{\mathbf{E}_y|_{i,j+1/2,k+1}^{n+1/2} - \mathbf{E}_y|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta z} \right) \quad (1.96 a)$$

Una vez que se conoce el valor de $\mathbf{B}_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1}$ se está en condiciones de calcular la componente de campo magnético $\mathbf{H}_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1}$.

$$\mathbf{H}_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1} = \begin{pmatrix} \frac{\kappa_z - \frac{\sigma_z \Delta t}{2\epsilon_0}}{\kappa_z + \frac{\sigma_z \Delta t}{2\epsilon_0}} \end{pmatrix} \mathbf{H}_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^n + \begin{pmatrix} 1 \\ \left(\frac{\kappa_z + \frac{\sigma_z \Delta t}{2\epsilon_0}}{\mu_0 \mu_r} \right) \end{pmatrix} \times \left(\left(\frac{\kappa_x + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0}}{\mu_0 \mu_r} \right) \mathbf{B}_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1} - \left(\frac{\kappa_x - \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0}}{\mu_0 \mu_r} \right) \mathbf{B}_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^n \right) \quad (1.97 a)$$

Del mismo modo se pueden obtener las expresiones para el resto de componentes de campo magnético

$$\mathbf{B}_y|_{i+1/2,j,k+1/2}^{n+1} = \begin{pmatrix} \frac{\kappa_z - \frac{\sigma_z}{\Delta t}}{2\epsilon_0} \\ \frac{\kappa_z}{\Delta t} + \frac{\sigma_z}{2\epsilon_0} \end{pmatrix} \mathbf{B}_y|_{i+1/2,j,k+1/2}^n + \begin{pmatrix} 1 \\ \frac{\kappa_z + \frac{\sigma_z}{\Delta t}}{\Delta t} + \frac{\sigma_z}{2\epsilon_0} \end{pmatrix} \times \left(\frac{\mathbf{E}_z|_{i+1/2,j,k+1}^{n+1/2} - \mathbf{E}_z|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2}}{\Delta z} - \frac{\mathbf{E}_y|_{i+1,j,k+1/2}^{n+1/2} - \mathbf{E}_y|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta x} \right) \quad (1.96 b)$$

$$\mathbf{H}_y|_{i+1/2,j,k+1/2}^{n+1} = \begin{pmatrix} \kappa_x - \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0} \\ \kappa_x + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0} \end{pmatrix} \mathbf{H}_y|_{i+1/2,j,k+1/2}^n + \left[\frac{1}{\left(\kappa_x + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0} \right) \mu_0 \mu_r} \right] \times \quad (1.97b)$$

$$\left(\left(\kappa_y + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0} \right) \mathbf{B}_y|_{i+1/2,j,k+1/2}^{n+1} - \left(\kappa_y - \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0} \right) \mathbf{B}_y|_{i+1/2,j,k+1/2}^n \right)$$

$$\mathbf{B}_z|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n+1} = \begin{pmatrix} \frac{\kappa_x - \frac{\sigma_x}{\Delta t}}{2\epsilon_0} \\ \frac{\kappa_x + \frac{\sigma_x}{\Delta t}}{2\epsilon_0} \end{pmatrix} \mathbf{B}_z|_{i+1/2,j+1/2,k}^n + \left(\frac{1}{\frac{\kappa_x + \frac{\sigma_x}{\Delta t}}{\Delta t} + \frac{\sigma_x}{2\epsilon_0}} \right) \times \quad (1.96c)$$

$$\left(\frac{\mathbf{E}_y|_{i+1,j+1/2,k}^{n+1/2} - \mathbf{E}_y|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta x} - \frac{\mathbf{E}_x|_{i+1/2,j+1,k}^{n+1/2} - \mathbf{E}_x|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2}}{\Delta y} \right)$$

$$\mathbf{H}_z|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n+1} = \begin{pmatrix} \kappa_y - \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0} \\ \kappa_y + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0} \end{pmatrix} \mathbf{H}_z|_{i+1/2,j+1/2,k}^n + \left[\frac{1}{\left(\kappa_y + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0} \right) \mu_0 \mu_r} \right] \times \quad (1.97c)$$

$$\left(\left(\kappa_z + \frac{\sigma_z \Delta t}{2\epsilon_0} \right) \mathbf{B}_z|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n+1} - \left(\kappa_z - \frac{\sigma_z \Delta t}{2\epsilon_0} \right) \mathbf{B}_z|_{i+1/2,j+1/2,k}^n \right)$$

3.5.6.- Cuestiones Prácticas.

Dentro de la zona FDTD, se asume $\sigma_i = 0$ y $\kappa_i = 1$. Para puntos situados en el interior de la región PML estos parámetros tienen un escalado polinomial o geométrico a lo largo de sus respectivos ejes según sea el caso. Con esto se consigue utilizar las mismas ecuaciones en todo el volumen, incluyendo el material absorbente. Gracias a esto, se puede implementar el medio

absorbente PML realizando pequeñas modificaciones dentro de los códigos existentes de FDTD. Esto tiene la desventaja de que es necesario almacenar las variables de densidad de flujo D_i y B_i en toda la estructura con el consiguiente gasto de memoria.

Otra de las cuestiones importantes a la hora de aplicar el medio UPML a una estructura cualquiera que se desee simular, se refiere a la distancia a la cual se debe colocar el medio absorbente del circuito en cuestión. Se han realizado estudios en relación con este aspecto y según se indica en [2], para circuitos microstrip con permitividades relativas del dieléctrico altas, el medio absorbente se debe colocar a una distancia de 5 celdas por encima de dicho circuito, y al mismo número de celdas desde la discontinuidad que tenga el circuito.

Esto se puede ver de una forma más clara en la figura 1.25.

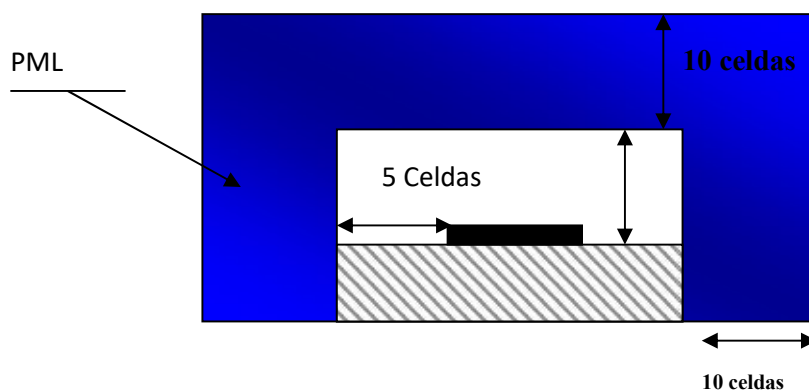


Figura 1.25. Sección transversal de la línea microstrip rodeada de medio PML.

Este número de celdas de distancia entre circuito y medio absorbente puede ser reducido si baja el valor de la permitividad relativa. Por ejemplo, para substratos con permitividades relativas entorno a 2, en [7] se indica que basta con tomar una distancia de 3 celdas.

Si se utiliza un escalado de la conductividad σ ya sea polinomial, geométrico o de cualquier otro tipo, dicha conductividad varía con la posición en el espacio. Hay que tener especial cuidado con esto a la hora de implementarlo en un algoritmo. En el capítulo 1 ya se comentó que las componentes de campo, físicamente tenían una localización muy definida en el espacio. Como esta localización era casi imposible de ser manejada por un algoritmo (debido a los índices no enteros), se recurría a un mapeado que asignaba a un nodo de la celda de Yee, componentes de campo que estaban cercanos al mismo. Esto encierra un peligro a la hora de aplicar las ecuaciones que implementan PML. A continuación, se verá el porqué de este problema.

Supongamos que en la figura 1.26, se ha representado una celda situada en el interfaz de separación entre la zona de cálculo FDTD y la región PML. Dicha interfaz se encuentra situada en $x = x_{PML}$ y en $x = x_{PML} + NPML$ se encuentra el plano de metal con el que se termina el medio PML. Por tanto, se va a tener un escalado de la conductividad σ_x .

Esto es, dicha variable va a variar según la posición en la dirección x permaneciendo constante en las restantes direcciones. Supongamos que se desean calcular las componentes de campo E_x , H_y , y H_z . Físicamente, se encuentran localizadas en el plano $x = x_{PML} + \frac{1}{2}$ sin embargo desde el punto de vista de almacenamiento en el algoritmo es como si se encontraran en el nodo (i,j,k) . Como consecuencia, la conductividad $\sigma_x(x)$ que se debe utilizar para calcular estas componentes es $\sigma_x(x_{PML} + \frac{1}{2})$ y no $\sigma_x(x_{PML})$. Es más, se ha visto, que, si se emplea el valor de la conductividad no adecuado, el medio absorbente PML no funciona todo lo bien que cabría esperar de él, produciendo una reflexión considerable y capaz de alterar en gran medida los resultados de la simulación de cualquier circuito.

Esta cuestión resultante del escalado de la conductividad, se ha resuelto en el algoritmo empleando dos variables para almacenar cada una de las tres conductividades que aparecen en un problema tridimensional. Una de ellas almacena los valores que debería tener la conductividad en los índices enteros y se asocia al cálculo de las componentes de E_y , E_z y H_x . La otra variable almacena los valores de la conductividad en puntos físicos del espacio no enteros y se utiliza en el cálculo de las restantes componentes de campo electromagnético.

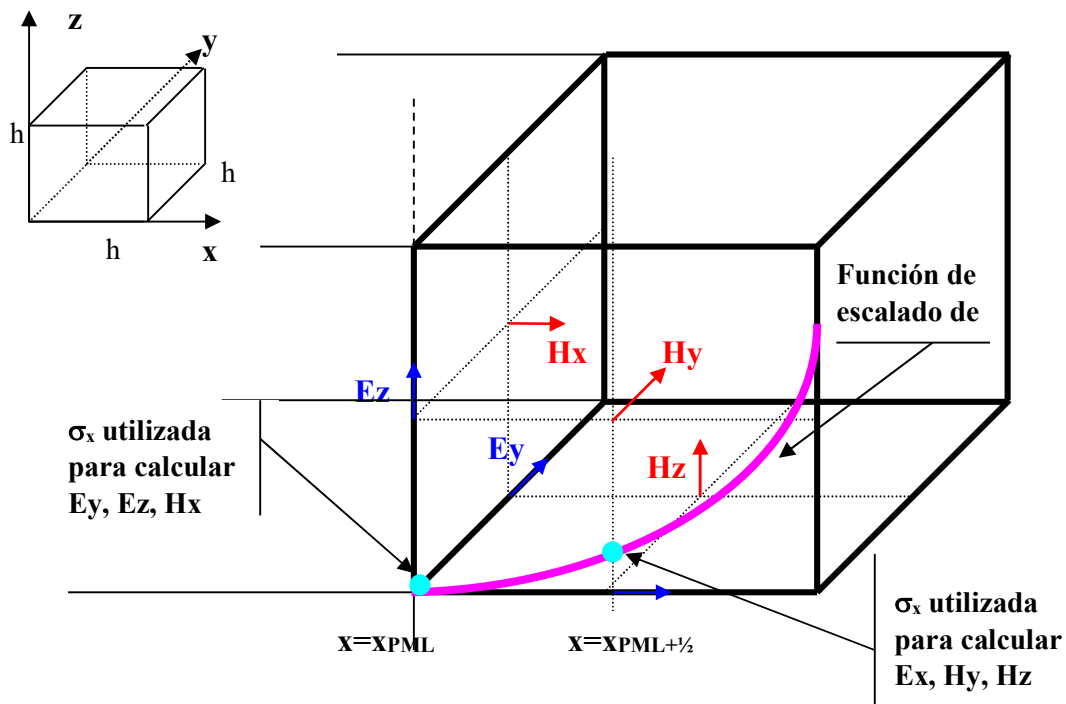


Figura 1.26. Cálculo de la conductividad σ_x .

Para más claridad, a continuación, se reproduce una parte de código en la que se realiza el cálculo de la componente E_x

Componente Ex:

```

for(z=2;z<zmax-1;z++){
    for(y=1;y<=ymax-1;x++){
        for(x=2;x<=xmax-1;x++){

            erx[z][y][x]=1.0/(eo*epsilon);
            tmp=dxx[z][y][x];
            dxx[z][y][x]=ay[y]+dxx[z][y][x]+bby[y]*((1.0/dy)*(hz[z][y][x]-hz[z][y-1][x])-
                (1.0/dz)*(hy[z][y][x]-hy[z-1][y][x]));
            ex[z][y][x]=az[z]+ex[z][y][x]+bbz[z]*(cx1_2[x]*dxx[z][y][x]-
                ddx1_2[x]*tmp)*erx[z][y][x];
        }
    }
}
con ay[y]=(((2.0*eo)-(dt*sigmay[y]))/((2.0*eo)+(dt*sigmay[y])))
az[z]=(((2.0*eo)-(dt*sigmaz[z]))/((2.0*eo)+(dt*sigmaz[z])))
bby[y]=((2.0*eo*dt)/((2.0*eo)+(dt*sigmay[y])))
bbz[z]=((2.0*eo*dt)/((2.0*eo)+(dt*sigmaz[z])))
cx1_2[x]=(1.0+((sigmax1_2[x]*dt)/(2.0*eo)))*(1.0/dt);
ddx1_2[x]=(1.0-((sigmax1_2[x]*dt)/(2.0*eo)))*(1.0/dt);

```

Las variables señaladas en negrita son las que llevan involucradas la conductividad en la dirección x y que por tanto necesita ser evaluada en $x+\frac{1}{2}$.

Por tanto, a la hora de calcular una componente de campo cualquiera hay que emplear los valores de cada conductividad evaluados justamente en el punto espacial donde físicamente se encuentra dicha componente.

Por último, señalar que el valor de la ϵ_r de la ecuación (1.86), corresponde al valor quasi-estático según se indica en [7].

CAPITULO 2 ENTORNO GRAFICO

A lo largo de este capítulo en primer lugar se presenta el entorno de desarrollo de tipo scripting que ofrece Blender para la particularización de los paneles y los pop-up. Después presento el concepto de Historico, que se desarrollo con el objetivo de poder realizar simulaciones paramétricas. Por ultimo se presenta las herramientas de mallado y mapeo para poder realizar la estructura de rejilla de Yee en los circuitos a simular con FDTD.

En este capítulo voy a presentar una pequeña parte de lo que se desarrolló desde el punto de vista de herramienta gráfica que permite automatizar las simulaciones FDTD desde el punto de vista de introducción de modelo, de mallado y mapeo y las simulaciones paramétricas a través de la generación de histórico. Como herramienta gráfica se seleccionó **Blender**.

2.1. Espacios en Blender:

Blender diferencia varios espacios dentro de su GUI, de forma que almacena las diferentes opciones a aplicar en paneles y subpaneles, modificables a nuestro antojo hasta la fecha. Por el momento, no tenemos posibilidad de retocar los espacios y personalizarlos en base a nuestras necesidades.

Antes de proseguir se adjunta una figura que muestra el entorno gráfico de Blender nada más arrancar la aplicación. Se colorean en rojo los diferentes espacios de Blender:

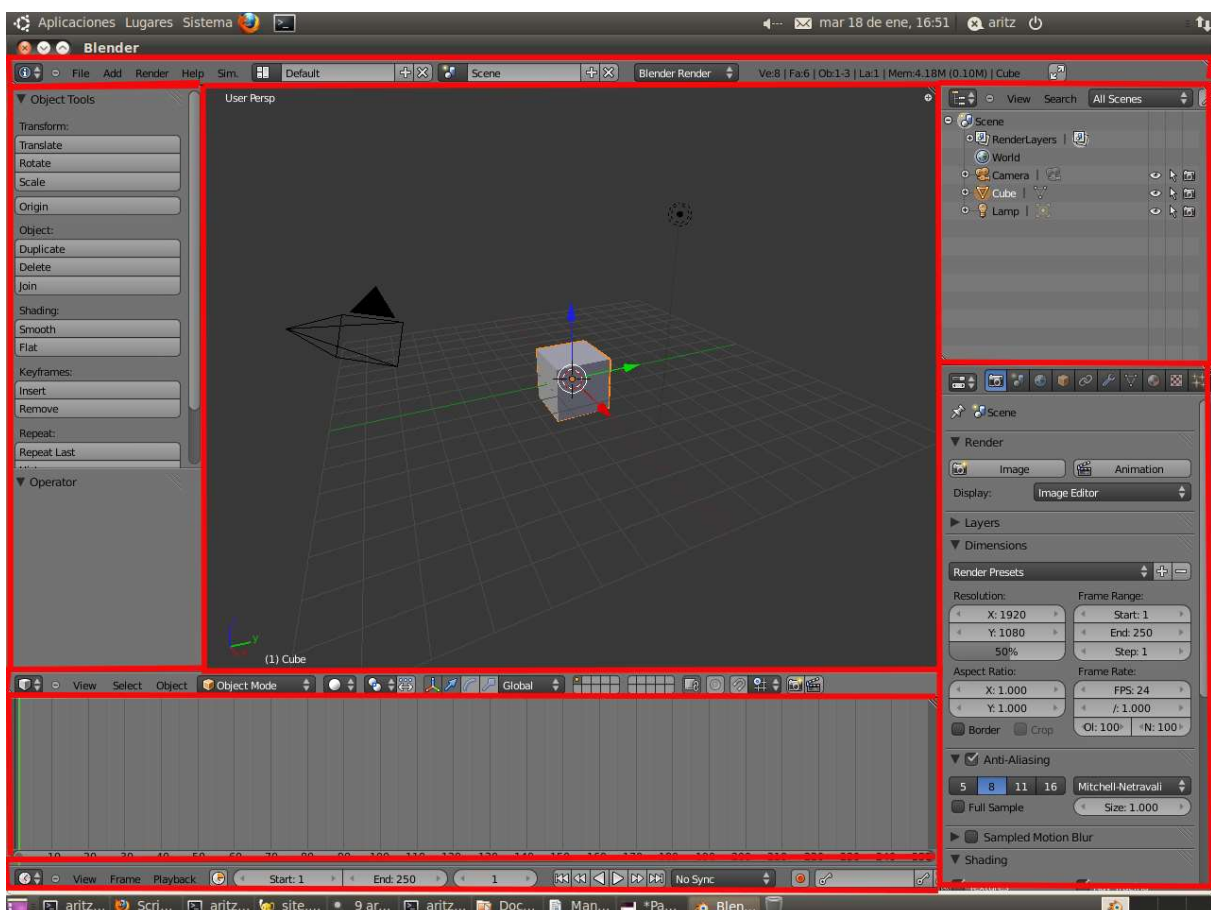


Figura 2.2. Espacios de Blender.

La forma de carga de estos espacios se realiza mediante scripts python, almacenados en la siguiente carpeta:

```
/usuario/blender-builds/install/linux2/2.56/scripts/ui
```

Todos los ficheros del tipo space_XXXX.py corresponden a las instrucciones requeridas para cargar cada uno de estos espacios.

2.2. Creación de Paneles Personalizados:

A continuación, detallaremos el procedimiento a seguir para la personalización de un panel propio. Cabe destacar, que procederemos a utilizar el espacio de propiedades, situado en la columna derecha de nuestra GUI.

Para facilitar la visualización del panel de propiedades, podemos duplicar la vista 3D, y en una de ellas, cambiar a vista del panel de propiedades. Una vez realizado este paso, con shift + click izdo ratón (en la esquina superior derecha del panel), desplazamos y se convierte en una ventana independiente.

Se adjunta la imagen de la ventana resultante:

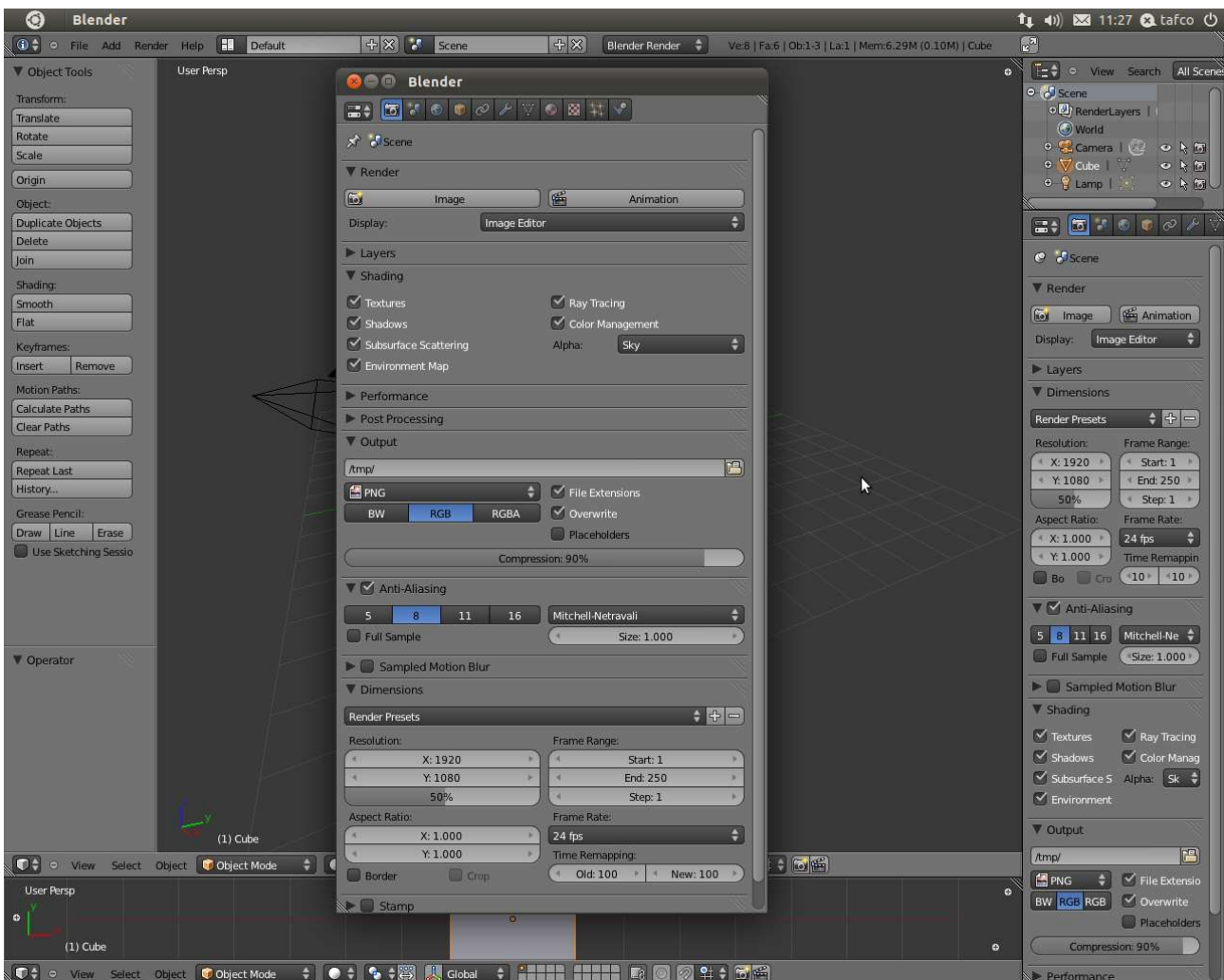


Figura 2.3. Paneles personalizables en Blender.

Nota: Las ventanas son dependientes del programa principal, es decir, cualquier modificación sobre la escena u objetos, queda registrada en todas las ventanas o paneles existentes. Dicho de otra forma, todo está interrelacionado.

Panel de propiedades personalizado Tafco:

Como hemos comentado, todo en blender esta predefinido, pero es modificable, o ampliable gracias a la interacción del motor python propio. Los espacios no son modificables a nuestra conveniencia, pero podemos adecuarlos o utilizarlos con nuestras funcionalidades propias.

La idea que buscamos es la de personalizar el espacio de propiedades con un subpanel Tafco, que contenga una serie de propiedades personalizadas.

Se adjunta la imagen del resultado buscado (panel tafco personalizado):

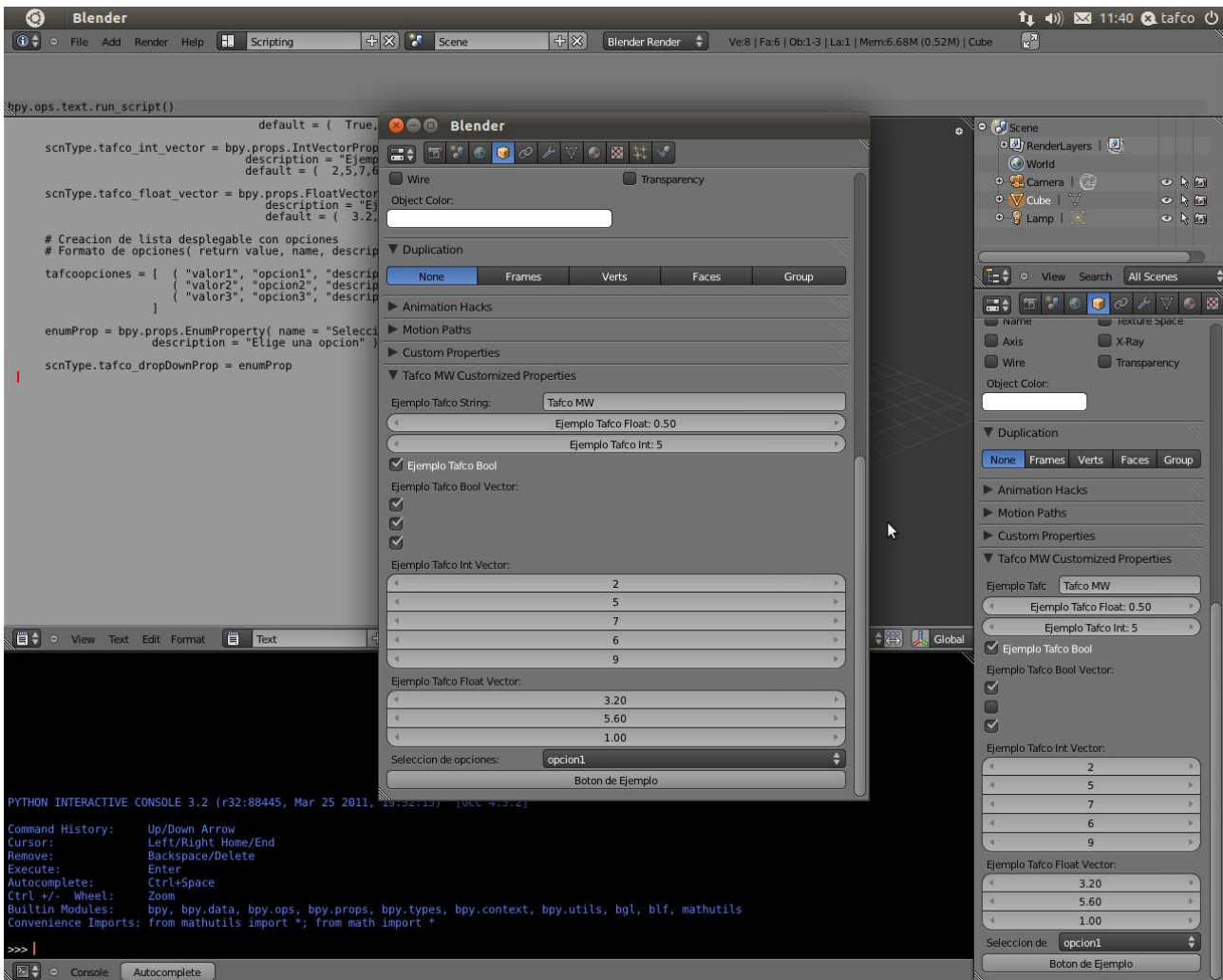


Figura 2.4. Panel personalizado de Tafco en Blender.

Las propiedades de las que hablamos, son una especie de atributos de clase (pensando en el paradigma orientado a objetos) que definimos nosotros, ayudados por los tipos básicos de blender. Detallaremos este aspecto más adelante.

Antes de continuar, vamos a analizar la creación de clases básica a la hora de construir paneles propios personalizados a partir del código:

```
class Tafco_Prop_Panel(bpy.types.Panel):
    bl_label = "Tafco MW Customized Properties"
    bl_space_type = "PROPERTIES"
    bl_region_type = "WINDOW"
    bl_context = "object"

    def draw(self, context):
        scn = bpy.context.scene
        layout = self.layout
        row = layout.row()
        col = row.column()

        col.prop( scn, "tafco_string_prop" )
        col.prop( scn, "tafco_float_prop" )
        col.prop( scn, "tafco_int_prop" )
        col.prop( scn, "tafco_bool_prop" )
        col.prop( scn, "tafco_bool_vector" )
        col.prop( scn, "tafco_int_vector" )
        col.prop( scn, "tafco_float_vector" )
        col.prop( scn, "tafco_dropDownProp" )

        col.operator( "bpt.tafco_op" )
```

Lo primero de todo, antes de continuar analizando el código, debemos importar la clase bpy, base de los objetos definidos en blender:

```
import bpy
```

A continuación, analizamos la definición de la clase, basándose en la herencia de la clase bpy.types.Panel. De esta manera, tenemos los métodos del padre, en nuestra nueva clase de tipo panel.

```
class Tafco_Prop_Panel(bpy.types.Panel):
```

Seguidamente, se definen una serie de variables con la información de la clase, el tipo, ubicación y contexto. De esta forma, le especificamos al interprete de python que queremos el panel en el espacio propiedades, de tipo ventana y en el contexto de objeto.


```
bl_label = "Tafco MW Customized Properties"  
bl_space_type = "PROPERTIES"  
bl_region_type = "WINDOW"  
bl_context = "object"
```

Explicación de las variables de clase:

Con la variable `bl_label`, le estamos diciendo el nombre del subpanel que queremos crear, el nombre que aparecerá en la cabecera del subpanel.

Con la variable `bl_space_type`, le estamos diciendo el espacio de Blender (Entorno Gráfico) en el que queremos que construya, o añada, mejor dicho, el subpanel que estamos realizando. Como en este caso, le estamos diciendo "Properties", se creará dentro del espacio Propiedades que ocupa la zona derecha del entorno gráfico. Cabe destacar que este procedimiento de creación, es genérico para cualquier panel, simplemente cambiando estas variables de clase blender, y especificando los espacios y situaciones en los que nos interesa construir el panel.

A su vez, la variable `bl_context`, nos especifica el contexto, que debe producirse, para mostrar el panel creado. Como en este caso le estamos diciendo "object", Blender entiende que el subpanel debe aparecer en la pestaña objeto, cuando el contexto en el que nos encontremos sea el de un objeto. En caso de no tener ningún objeto, o no tener ningún objeto seleccionado, la pestaña del panel de propiedades referente al objeto no aparece disponible y por consiguiente nuestro panel tampoco aparecerá.

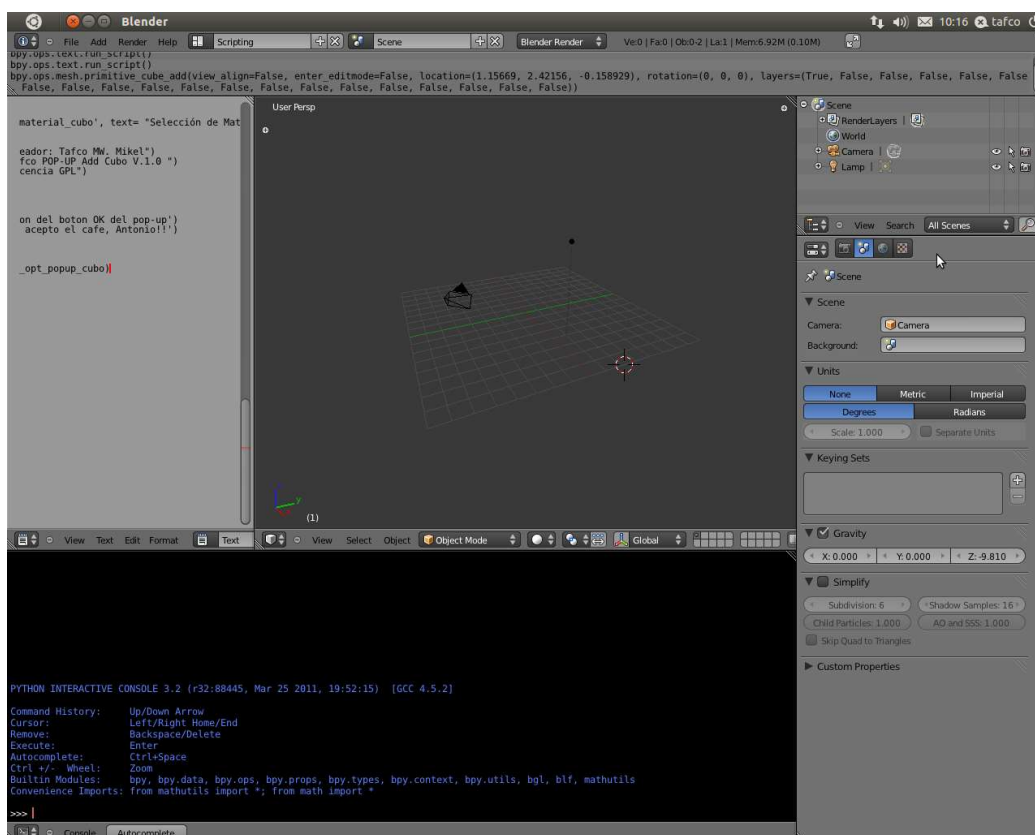


Figura 2.5. No aparece panel por no estar objeto seleccionado.

El código resultante aparecerá en la pestaña “object” del panel Propiedades, como un subpanel con nombre **Tafco MW Customized Properties**.

Se adjunta la figura explicativa resultante:

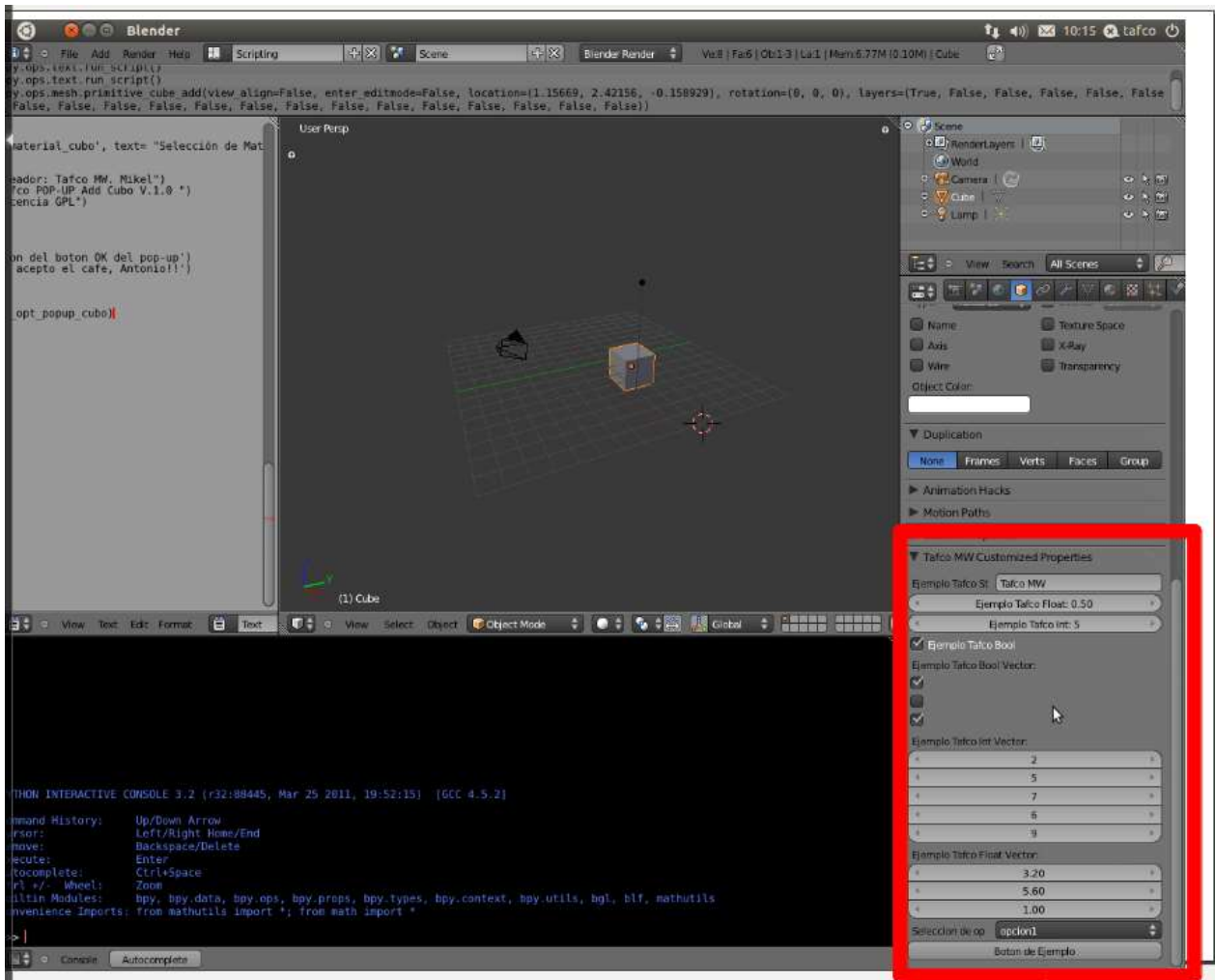


Figura 2.6. Panel de Propiedades de Tafco como un subpanel.

A partir de aquí, definimos los métodos de la clase, en este caso, necesitamos un método que dibuje el panel resultante.

El método `draw` es el encargado de dibujar nuestro subpanel. Le pasamos como argumentos: `self` (el objeto en sí) y el contexto, para que internamente pueda interpretar el lugar y las circunstancias antes de la llamada.

```
def draw(self, context):
```

Se definen una serie de variables con el fin de dibujar el layout del subpanel, estructurar la disposición de los objetos, propiedades y en este caso botones asociados a operadores.

Como se desprende del código, se utilizan formatos en líneas y columnas con el fin de dar la apariencia buscada a nuestro panel personalizado.

```
scn = bpy.context.scene
layout = self.layout
row = layout.row()
col = row.column()
```

A continuación, vamos a mostrar las propiedades (representadas por Blender en diferentes formatos gráficos: campos de texto, etiquetas, campos acumulables, listas desplegadas y demás). Estas propiedades se definen fuera de la clase, porque en este caso van ligadas al objeto Scn (instanciación de una escena).

En otros casos, en la definición de la clase, después de las variables de clase `bl_XXX`, podemos crear propiedades en la misma clase. Se acompaña de un ejemplo de código con este caso:

```
class tafco_opt_popup_cubo(bpy.types.Operator):

    bl_idname = "bpt.tafco_opt_popup_cubo"
    bl_label = "Tafco POP-UP Add Cubo"
    bl_options = {'REGISTER', 'UNDO'}
    dialog_width = 400

    # Defincion de Propiedades:

    tafco_nombre_cubo = bpy.props.StringProperty( name = "tafco_nombre_cubo" )
    tafco_x_inicial_cubo = bpy.props.FloatProperty( name =
"tafco_x_inicial_cubo",default = 0.0 )
    tafco_y_inicial_cubo = bpy.props.FloatProperty( name =
"tafco_y_inicial_cubo",default = 0.0 )
    tafco_z_inicial_cubo = bpy.props.FloatProperty( name =
"tafco_z_inicial_cubo",default = 0.0 )
    tafco_x_final_cubo = bpy.props.FloatProperty( name = "tafco_x_final_cubo",default
= 0.0 )
    tafco_y_final_cubo = bpy.props.FloatProperty( name = "tafco_y_final_cubo",default
= 0.0 )
    tafco_z_final_cubo = bpy.props.FloatProperty( name = "tafco_z_final_cubo",default
= 0.0 )

    ...
```

Finalmente, se pueden representar (propiedades de clase, o propiedades asociadas a objetos)

mediante el método draw, del mismo modo que se detalla a continuación:

Utilizamos el método. prop para dibujar las propiedades en nuestro panel. Notar que el interprete de blender es sumamente inteligente a la hora de representar de forma gráfica cada tipo de datos, por lo que no debemos preocuparnos de la salida gráfica. Esto a su vez, resulta problemático, ya que dicha simplicidad, automatizada, nos quita opciones de personalización o configuración.

Como vemos, se le pasan los argumentos que queremos que represente en el panel de forma gráfica: el objeto y el nombre de la propiedad a representar:

```
col·prop( scn, "tafco_string_prop" )  
col·prop( scn, "tafco_float_prop" )  
col·prop( scn, "tafco_int_prop" )  
col·prop( scn, "tafco_bool_prop" )  
col·prop( scn, "tafco_bool_vector" )  
col·prop( scn, "tafco_int_vector" )  
col·prop( scn, "tafco_float_vector" )  
col·prop( scn, "tafco_dropDownProp" )
```

Figura explicativa resultante:



Figura 2.7. Panel con las propiedades definidas `col·prop (scn, "tafco_XXXXXX")`.

A su vez utilizamos el **método. operator** para dibujar en el panel el botón de ejemplo. Como el interprete analiza la propiedad, dibuja un boton, ya que el nombre que le pasamos como argumento hace mención a un operador (**representado en Blender mediante un botón**).

```
col.operator( "bpt.tafco_op" )
```

Hasta el momento, simplemente nos hemos preocupado de mostrar visiblemente un subpanel llamando a una serie de propiedades y un operador, pero obviamente debemos definir las:

Comenzamos por definir el operador (el botón de ejemplo del panel de propiedades personalizado). Como en Blender todo son objetos, debemos definir una clase para dicho operador:

Se adjunta el código:

```
class Tafco_Operator(bpy.types.Operator):  
  
    bl_idname = "bpt.tafco_op"  
    bl_label = "Boton de Ejemplo"  
  
    def invoke(self, context, event ):  
        self.report( "INFO", "evento: pulsado boton" )  
        return {'FINISHED'}
```

Al igual que en la clase anterior referida al panel, en este caso se herencia desde bpy. types. Operator, clase base especificada para los operadores en Blender.

Definimos las variables propias de la clase, que nos permitirán relacionar cada llamada desde la creación del panel al botón:

Se adjunta figura explicativa resultado:

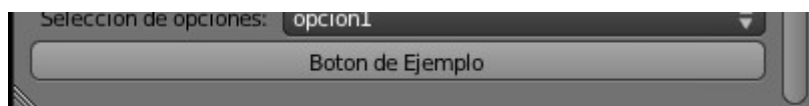


Figura 2.8. Boton del panel con la instrucción asociada.

Para finalizar, definimos el método **Invoke()**, encargado de ejecutarse cuando se produce una

llamada desde la GUI de Blender.

Diferencia entre conceptos `Invoke()` y `execute()`

Es importante destacar en este momento la diferencia entre **Invoke()** y **Execute()**, ya que en sucesivos desarrollos debemos tener claros ambos conceptos.

Siempre desde la GUI, se hace una invocación a la clase, por tanto se hace referencia al `Invoke` de la clase, en cambio, cuando se realiza una acción en la clase, se ejecuta el método `Execute()`. Profundizaremos más en estos dos conceptos a lo largo del manual.

Principalmente debemos pensar en que las llamadas a la clase desde el usuario final o la GUI van predefinidas al método `Invoke()`, en cambio, cuando se llama a la clase desde consola u otro script se hace referencia al método `execute()`

Se adjunta link de referencia para más detalle:

https://docs.blender.org/api/blender_python_api_2_57_release/bpy.types.Operator.html

En el método `invoke()` debemos pasar como argumentos el `self`, el contexto y el evento.

En este ejemplo tan simple, vamos a realizar una simple visualización de un aviso de botón pulsado. Se esta forma, cada vez que pulsemos el botón de ejemplo, se mostrará en la sección de cabecera un aviso, además de sacarlo por línea de comando.

El método acaba devolviendo `finalizado`.

Ya tenemos definidas las clases participantes en el script, ya que como veremos más adelante, las propiedades las inicializaremos directamente, éstas no tienen la obligación de ser clases.

Para que el intérprete de comando sepa que hemos definido clases nuevas, debemos utilizar unas funciones de registro. Así mismo, para darlas de baja también necesitaremos funciones de eliminación del registro. NO profundizamos en su análisis porque son obvias:

Finalmente, definimos las propiedades que se hacen referencia desde el panel personalizado `Tafco`:

```
if __name__ == '__main__':

    scnType = bpy.types.Scene

    # Propiedades de un solo valor: (string, float, int, bool):

    scnType.tafco_string_prop = bpy.props.StringProperty( name="Ejemplo Tafco String", default="Tafco MW", description = "Ejemplo de propiedad Tafco String")

    scnType.tafco_float_prop = bpy.props.FloatProperty( name = "Ejemplo Tafco Float", default = .5, min = 0, max=1,description = "Ejemplo de propiedad Tafco Float" )

    scnType.tafco_int_prop = bpy.props.IntProperty( name = "Ejemplo Tafco Int",
```

```
default = 5, min = 0, max = 10, description = "Ejemplo de propiedad Tafco Int" )

    scnType.tafco_bool_prop = bpy.props.BoolProperty( name="Ejemplo Tafco Bool",
description = "Ejemplo de propiedad Tafco Bool",default=True )

    # Propiedades de varios valores (basados en vectores: bool_vector, #int_vector,
float_vector)
    # Se pueden utilizar para especificar propiedades 3D

    scnType.tafco_bool_vector = bpy.props.BoolVectorProperty( name = "Ejemplo Tafco
Bool Vector", description = "Ejemplo de propiedad Tafco Bool Vector",
                    default = ( True, False, True) )

    scnType.tafco_int_vector = bpy.props.IntVectorProperty( name = "Ejemplo Tafco
Int Vector", description = "Ejemplo de propiedad Tafco Int Vector", default = (
2,5,7,6,9), min = 0, max=10,size=5)

    scnType.tafco_float_vector = bpy.props.FloatVectorProperty( name = "Ejemplo Tafco
Float Vector", description = "Ejemplo de propiedad Tafco Float Vector",default = (
3.2, 5.6, 1.0 ), min = 0, max = 7 )

    # Creacion de lista desplegable con opciones
    # Formato de opciones( return value, name, description )

    tafcoopciones = [ ( "valor1", "opcion1", "descripcion opcion1" ),
                    ( "valor2", "opcion2", "descripcion opcion2" ),
                    ( "valor3", "opcion3", "descripcion opcion3" )
                    ]

    enumProp = bpy.props.EnumProperty( name = "Seleccion de opciones", items =
tafcoopciones, description = "Elige una opcion" )

    scnType.tafco_dropDownProp = enumProp
```

2.3. Creación de POPUP's Personalizadas:

A continuación, detallaremos el procedimiento a seguir para la personalización de un popup propio. La idea es conseguir ejecutar una ventana emergente con las características que nos interesen. El procedimiento se asemeja a la construcción de un panel, ya que como hemos visto, en Blender todo son clases y objetos.

Se adjunta una imagen del popup resultado buscado:



Figura 2.9. Pop-up Add Cubo personalizado de TSolver.

Para este caso, tenemos que tratar de pensar en un operador, no en un panel, como parece al principio, ya que se trata de una ejecución dentro de Blender.

Como en el caso del operador definido en la sección anterior para el botón de muestra, en este caso, nos centraremos exclusivamente en la creación de la clase.

Vamos a ir desgranando el código en partes:

```
import bpy

# Definición de clase para operador pop-up:

class tafco_opt_popup_cubo(bpy.types.Operator):

    bl_idname = "prop-tafco_opt_popup_cubo"
    bl_label = "Tafco POP-UP Add Cubo"
    bl_options = {'REGISTER', 'UNDO'}
    dialog_width = 400
    # Anchura de la ventana pop-up
```



```
# title_label_text= 'TAFCO POP-UP ADD CUBO'

# Defincion de Propiedades:

tafco_nombre_cubo = bpy.props.StringProperty( name = "tafco_nombre_cubo" )
tafco_x_inicial_cubo = bpy.props.FloatProperty( name =
"tafco_x_inicial_cubo",default = 0.0 )
tafco_y_inicial_cubo = bpy.props.FloatProperty( name =
"tafco_y_inicial_cubo",default = 0.0 )
tafco_z_inicial_cubo = bpy.props.FloatProperty( name =
"tafco_z_inicial_cubo",default = 0.0 )
tafco_x_final_cubo = bpy.props.FloatProperty( name = "tafco_x_final_cubo",default
= 0.0 )
tafco_y_final_cubo = bpy.props.FloatProperty( name = "tafco_y_final_cubo",default
= 0.0 )
tafco_z_final_cubo = bpy.props.FloatProperty( name = "tafco_z_final_cubo",default
= 0.0 )
```

Para definir la clase operador, heredamos de `bpy.types.Operator`, como en el ejemplo anterior. Siempre, como se ha señalado anteriormente, antes de proceder, importamos la librería o clase base `bpy`.

A continuación, definimos las propiedades de la clase, que nos va a especificar las características de la misma. Como se trata de un pop-up definimos la variable `dialog_width`, que nos sirve para cargar la anchura del popup. Existen una infinidad de posibilidades de diseño, que se dejan para futuras extensiones.

Seguidamente, definimos una serie de propiedades de tipo float, en el operador, con la intención de almacenar los datos relevantes para la construcción del objeto (los campos rellenables del `pop_up`)

Finalmente, definimos una lista desplegable, con la intención de que se carguen todos los materiales, para que el usuario final seleccione el oportuno. Para la carga, se utiliza el tipo `EnumProperty` y se ayuda de varias variables comodín con el fin de formar la lista recorriendo todos los materiales existentes. La carga de esta propiedad, es una carga estática, es decir, no se modifica dinámicamente en tiempo de ejecución, con la inclusión de nuevos materiales. Más adelante, veremos una solución, para simular una carga dinámica mediante script.

```
# Intento de cargar materiales
# falta incluir la lista desplegable de materiales

tafcoopciones = []
valor = 0
add = "mat"
for mat in bpy.data.materials:
    add = add + str(valor)
```

```
tafcoopciones.append((add, mat.name, mat.type))  
valor = valor +1  
add= "mat"
```

```
tafco_material_cubo = bpy.props.EnumProperty( name = "Selección de  
Materiales", items = tafcoopciones, description = "Elige un material" )
```

Se adjunta la figura explicativa resultante:

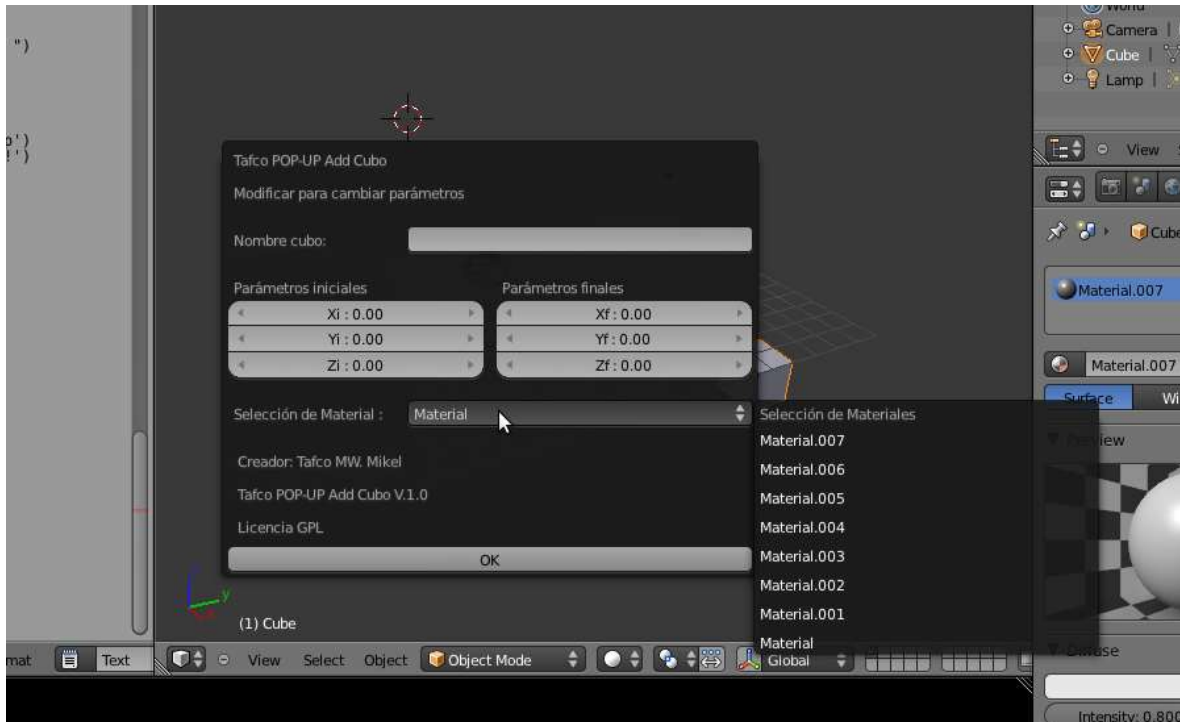


Figura 2.10. Selección de materiales dentro del Add Cubo de TSolver.

Una vez finalizada la carga de variables y propiedades necesarias, pasamos a definir los métodos que formarán la clase encargada de mostrar el popup al usuario final.

Primero definimos el método `Invoke()`, que será el que se ejecute directamente al ser invocado desde Blender. Como en anteriores ejemplos, le pasamos como argumentos, el self, el contexto y el evento.

A continuación, procedemos a crear la llamada al popup, utilizando un objeto de tipo `bpy.context.window_manager` y su método `invoke_props_dialog` (con los argumentos `self`, y `self.width`). Se le pasa la anchura del popup a ejecutar.

Devolviendo el running modal, se ejecuta el pop up y el programa se queda esperando a que sea el usuario quien ejecute la siguiente acción.

```
def invoke(self, context, event):  
  
    wm = bpy.context.window_manager  
    wm.invoke_props_dialog(self, self.dialog_width)  
    return {'RUNNING_MODAL'}
```

El siguiente método a definir es el draw(), encargado de dibujar la ventana popup que hemos invocado anteriormente personalizada a modo panel (se utilizan las mismas funciones vistas en el ejemplo anterior).

Procedemos a realizar la separación de formato del panel mediante las funciones del layout, en filas y columnas, para darle sentido visual a la información que queremos mostrar en la ventana. Seguidamente comenzamos a introducir mediante. prop los campos en el popup rellenables.

```
def draw(self, context):  
  
    scene = context.scene  
    layout = self.layout  
  
    layout.label(text="Modificar para cambiar parámetros")  
    layout.separator()  
    col = layout.column()  
    col.prop(self, 'tafco_nombre_cubo', text= "Nombre cubo")
```

Utilizamos los métodos separadores definidos en el layout, y seguimos dividiendo el formato en base a la distribución de los elementos en el “panel” de la ventana emergente:

```
layout.separator()  
  
split = layout.split()  
col = split.column()  
sub = col.column(align=True)
```

Introducimos etiquetas de texto para mostrar correctamente por pantalla cada uno de los campos y aclarar al usuario final, el manejo y relleno del popup:

```
sub.label(text="Parámetros iniciales")
```

Seguimos utilizando el método. prop para mostrar las diferentes propiedades previamente definidas, de la forma que se muestra a continuación:

```
sub.prop(self, 'tafco_x_inicial_cubo', text= "Xi ")
sub.prop(self, 'tafco_y_inicial_cubo', text= "Yi ")
sub.prop(self, 'tafco_z_inicial_cubo', text= "Zi ")

col = split.column()
sub = col.column(align=True)
sub.label(text="Parámetros finales")
sub.prop(self, 'tafco_x_final_cubo', text= "Xf ")
sub.prop(self, 'tafco_y_final_cubo', text= "Yf ")
sub.prop(self, 'tafco_z_final_cubo', text= "Zf ")

layout.separator()

split = layout.split()
col = split.column()
```

Se adjunta la figura explicativa resultante:

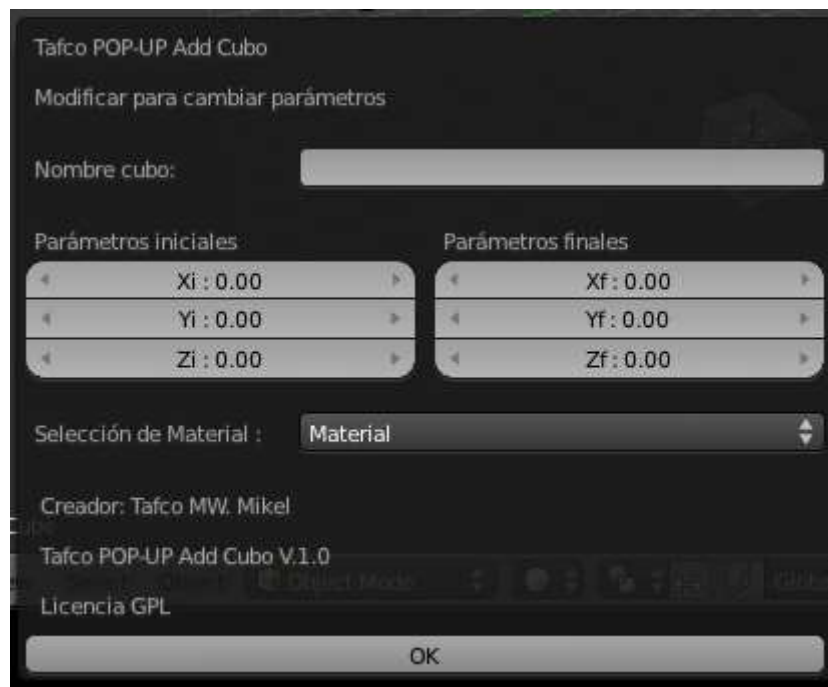


Figura 2.11. Parámetros dimensionales del Add Cubo de TSolver en Pop-up.

Para finalizar con este ejemplo, todavía nos falta definir el método `execute()`, que se encargará de realizar las operaciones pertinentes al ejecutar el botón del popup. Para tal fin, pasamos como

argumento `self` y el contexto y definimos los prints por consola.

```
def execute(self, context):  
  
    print ('Tafco: Ejecucion del boton OK del pop-up')  
    print ('Tafco: Gustoso acepto el cafe, Antonio!!')  
  
    return {'FINISHED'}
```

Se adjunta la figura explicativa resultante:

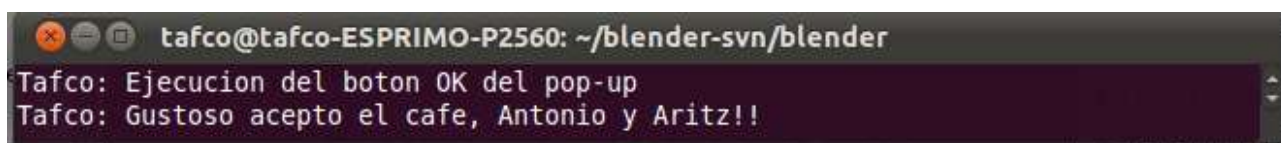


Figura 2.13. Resultado al ejecutar el botón de pop-up.

Como en todos los casos, para que Blender sea capaz de entender estos códigos y poder ejecutarlos, tenemos que decirle que registre las clases, y a partir de ese hecho, ya podemos desplegar nuestra ventana popup.

Código de registro:

```
bpy.utils.register_class(tafco_opt_popup_cubo)
```

2.4. Integración de panel personalizado y popup (simulación de carga de materiales dinámica)

En esta sección, vamos a integrar en un solo script ambos conceptos vistos anteriormente. Crearemos un panel personalizado, que disponga de un botón, cuyo evento pulsación, genere el popup personalizado.

Además, trataremos de simular una carga dinámica de materiales valiéndonos de un botón de recarga (reload) y una función definida que llamará a la ejecución del script nuevamente, actualizando la lista de materiales disponible en el momento.

Se adjunta la figura explicativa resultante:

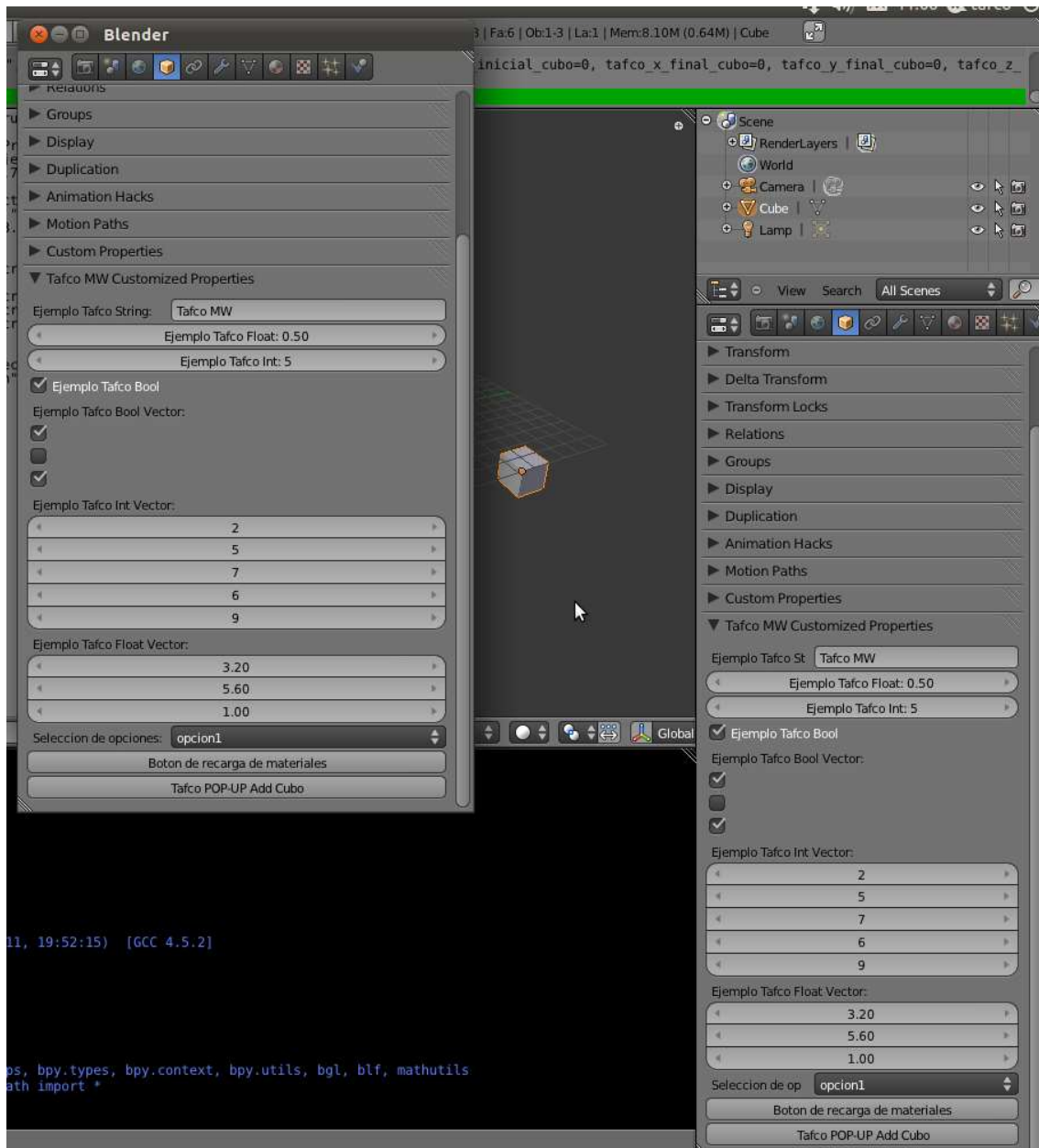


Figura 2.14. Panel personalizado con botón que genera pop-up personalizado.

Se presenta el código segmentado:

```
import bpy

# Definición del panel personalizado Tafco

class Tafco_Prop_Panel(bpy.types.Panel):
    bl_label = "Tafco MW Customized Properties"
```

```
bl_space_type = "PROPERTIES"  
bl_region_type = "WINDOW"  
bl_context = "object"  
  
def draw(self, context):  
    scn = bpy.context.scene  
    layout = self.layout  
    row = layout.row()  
    col = row.column()  
  
    col.prop( scn, "tafco_string_prop" )  
    col.prop( scn, "tafco_float_prop" )  
    col.prop( scn, "tafco_int_prop" )  
    col.prop( scn, "tafco_bool_prop" )  
    col.prop( scn, "tafco_bool_vector" )  
    col.prop( scn, "tafco_int_vector" )  
    col.prop( scn, "tafco_float_vector" )  
    col.prop( scn, "tafco_dropDownProp" )  
    col.operator( "bpt.tafco_opt_reload" )  
    col.operator( "bpt.tafco_opt_popup_cubo" )
```

Hasta este punto, se define la misma clase que en el ejemplo del panel personalizado, con la salvedad de que se añade un nuevo botón que hace referencia a `bpt.tafco_opt_reload` que se trata de una clase tipo operador definida a continuación.

```
class tafco_opt_reload(bpy.types.Operator):  
  
    bl_idname = "bpt.tafco_opt_reload"  
    bl_label = "Boton de recarga de materiales"  
  
    def invoke(self, context, event ):  
  
        # Introducir llamada script  
        bpy.ops.script.python_file_run(filepath="/home/mikel/blender-  
svn/install/linux2/2.57/scripts/startup/bl_ui/mikel_gui/mikel_panel_ejecutable_scripts_person  
alizado_V2.py")  
        self.report( "INFO", "evento: Reload Materiales" )  
        return {'FINISHED'}
```

Como se aprecia, se trata de una nueva clase que hereda de la clase base `bpy.types.operator`. A continuación, se define el método `Invoke()` que se ejecutará al pulsar sobre el botón reload del panel Tafco personalizado.

Si analizamos el método, observamos que hemos introducido una llamada a la ejecución, del mismo script, de modo que cada vez que pulsemos reload, el script, se vuelve a ejecutar, y en la definición de la lista desplegable de materiales, se carga, aunque estáticamente, los materiales disponibles en dicho momento (simulando una carga dinámica de materiales)

Se adjunta la figura explicativa resultante:

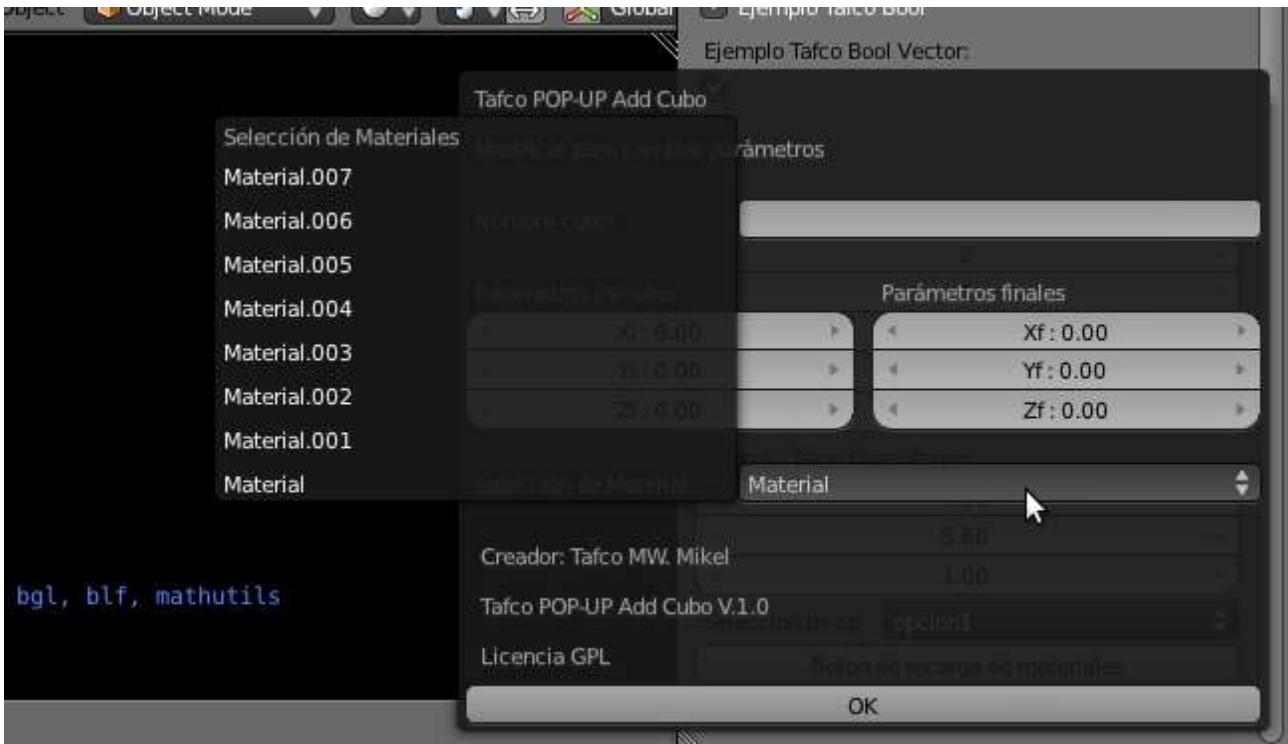


Figura 2.15. Simulación de carga dinámica de materiales.

Finalmente, se añade un método que ejecutado muestra un mensaje de aviso en la parte de la cabecera superior del programa Blender y por el terminal.

Se adjunta la figura explicativa resultante:

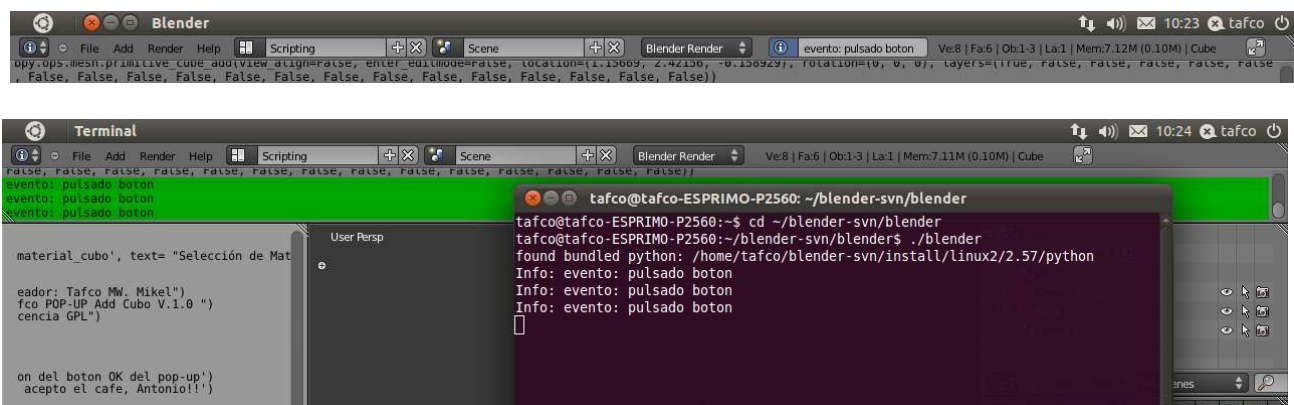


Figura 2.16. Resultado del botón del pop-up Add Cubo.

Seguidamente, definimos la clase popup de la misma forma que en el ejemplo anterior, ya que se trata de la misma ventana emergente. A continuación, se muestra el código:

```
class tafco_opt_popup_cubo(bpy.types.Operator):

    bl_idname = "bpt.tafco_opt_popup_cubo"
    bl_label = "Tafco POP-UP Add Cubo"
    bl_options = {'REGISTER', 'UNDO'}
    dialog_width = 400
    # Anchura de la ventana pop-up
    # title_label_text= 'TAFCO POP-UP ADD CUBO'

    # Defincion de Propiedades:

    tafco_nombre_cubo = bpy.props.StringProperty( name = "tafco_nombre_cubo" )
    tafco_x_inicial_cubo = bpy.props.FloatProperty( name =
"tafco_x_inicial_cubo",default = 0.0 )
    tafco_y_inicial_cubo = bpy.props.FloatProperty( name =
"tafco_y_inicial_cubo",default = 0.0 )
    tafco_z_inicial_cubo = bpy.props.FloatProperty( name =
"tafco_z_inicial_cubo",default = 0.0 )
    tafco_x_final_cubo = bpy.props.FloatProperty( name = "tafco_x_final_cubo",default
= 0.0 )
    tafco_y_final_cubo = bpy.props.FloatProperty( name = "tafco_y_final_cubo",default
= 0.0 )
    tafco_z_final_cubo = bpy.props.FloatProperty( name = "tafco_z_final_cubo",default
= 0.0 )

    tafcoopciones = []
    valor = 0
    add = "mat"
    for mat in bpy.data.materials:
        add = add + str(valor)
        tafcoopciones.append((add, mat.name, mat.type))
        valor = valor +1
        add= "mat"

    tafco_material_cubo = bpy.props.EnumProperty( name = "Selección de
Materiales", items = tafcoopciones, description = "Elige un material" )

    def invoke(self, context, event):
```

```
wm = bpy.context.window_manager  
wm.invoke_props_dialog(self, self.dialog_width)  
return {'RUNNING_MODAL'}
```

```
def draw(self, context):
```

```
    layout = self.layout  
    scene = context.scene  
    layout.label(text="Modificar para cambiar parámetros")  
    layout.separator()  
    col = layout.column()  
    col.prop(self, 'tafco_nombre_cubo', text= "Nombre cubo")  
    layout.separator()  
    split = layout.split()  
    col = split.column()  
    sub = col.column(align=True)  
    sub.label(text="Parámetros iniciales")  
    sub.prop(self, 'tafco_x_inicial_cubo', text= "Xi ")  
    sub.prop(self, 'tafco_y_inicial_cubo', text= "Yi ")  
    sub.prop(self, 'tafco_z_inicial_cubo', text= "Zi ")  
    col = split.column()  
    sub = col.column(align=True)  
    sub.label(text="Parámetros finales")  
    sub.prop(self, 'tafco_x_final_cubo', text= "Xf ")  
    sub.prop(self, 'tafco_y_final_cubo', text= "Yf ")  
    sub.prop(self, 'tafco_z_final_cubo', text= "Zf ")  
    layout.separator()  
    split = layout.split()  
    col = split.column()  
    col.prop(self, 'tafco_material_cubo', text= "Selección de Material ")  
    layout.separator()  
    layout.label(text=" Creador: Tafco MW· Mikel")  
    layout.label(text=" Tafco POP-UP Add Cubo V.1.0 ")  
    layout.label(text=" Licencia GPL")
```

```
def execute(self, context):
```

```
    self.report( "INFO", "Aviso: Ejecucion del boton OK del pop-up" )  
    print ('Tafco: Ejecucion del boton OK del pop-up')  
    print ('Tafco: Gustoso acepto el cafe, Antonio y Aritz!!')
```

```
return {'FINISHED'}
```

Para finalizar, se adjunta una función de registro de las clases anteriores, cuyo código se adjunta seguidamente:

```
# Funciones de registro:  
def register():  
    print("funcion de registro")  
    bpy.utils.register_class(Tafco_Prop_Panel)  
    bpy.utils.register_class(tafco_opt_popup_cubo)  
    bpy.utils.register_class(tafco_opt_reload)
```

Se procede a la carga de las propiedades muestra del panel personalizado, junto con el registro de la totalidad de las clases para que se encuentren operativas, una vez ejecutado el script, con el código siguiente:

```
if __name__ == '__main__':  
  
    register()  
  
    # Carga de propiedades del panel personalizado  
    scnType = bpy.types.Scene  
  
    # Propiedades de un solo valor: (string, float, int, bool):  
  
    scnType.tafco_string_prop = bpy.props.StringProperty( name="Ejemplo Tafco  
String", default="Tafco MW",  
description = "Ejemplo de propiedad Tafco String")  
  
    scnType.tafco_float_prop = bpy.props.FloatProperty( name = "Ejemplo Tafco Float",  
default = .5, min = 0, max=1,  
description = "Ejemplo de propiedad Tafco Float" )  
  
    scnType.tafco_int_prop = bpy.props.IntProperty( name = "Ejemplo Tafco Int",  
default = 5, min = 0, max = 10,  
description = "Ejemplo de  
propiedad Tafco Int" )  
  
    scnType.tafco_bool_prop = bpy.props.BoolProperty( name="Ejemplo Tafco Bool",  
description = "Ejemplo de propiedad Tafco Bool",  
default=True )  
  
    # Propiedades de varios valores (basados en vectores: bool_vector, int_vector,  
flat_vector)
```

```
# Se pueden utilizar para especificar propiedades 3D

scnType.tafoo_bool_vector = bpy.props.BoolVectorProperty( name = "Ejemplo Tafoo
Bool Vector",
                    description = "Ejemplo de propiedad Tafoo Bool
Vector",
                    default = ( True, False, True) )

scnType.tafoo_int_vector = bpy.props.IntVectorProperty( name = "Ejemplo Tafoo
Int Vector",
                    description = "Ejemplo de propiedad Tafoo Int
Vector",
                    default = ( 2,5,7,6,9), min = 0, max=10,size=5)

scnType.tafoo_float_vector = bpy.props.FloatVectorProperty( name = "Ejemplo Tafoo
Float Vector",
                    description = "Ejemplo de propiedad Tafoo Float
Vector",
                    default = ( 3.2, 5.6, 1.0 ), min = 0, max = 7
)

# Creacion de lista desplegable con opciones
# Formato de opciones( return value, name, description )

tafooopciones = [ ( "valor1", "opcion1", "descripcion opcion1" ),
                  ( "valor2", "opcion2", "descripcion opcion2" ),
                  ( "valor3", "opcion3", "descripcion opcion3" )
                  ]

enumProp = bpy.props.EnumProperty( name = "Seleccion de opciones", items =
tafooopciones,
                    description = "Elige una opcion" )

scnType.tafoo_dropDownProp = enumProp
```

2.5. HISTORICO

Hasta ahora se han presentado los elementos fundamentales que se usan a la hora de crear el interfaz de Tsolver haciendo uso de la librería Python de Blender. En lo que resta de capítulo se explicaran tres aspectos fundamentales para las simulaciones de FDTD en Tsolver. Estos son el Historico, el mallado o rejilla de Yee y el mapeo para determinar los materiales de cada nodo de la rejilla de Yee.

Se denomina HISTÓRICO a una de las funcionalidades ofrecidas por el paquete de simulación electromagnética T-SOLVER. En la figura 1 se muestra un diagrama con los bloques funcionales más importantes en los que se divide la aplicación.

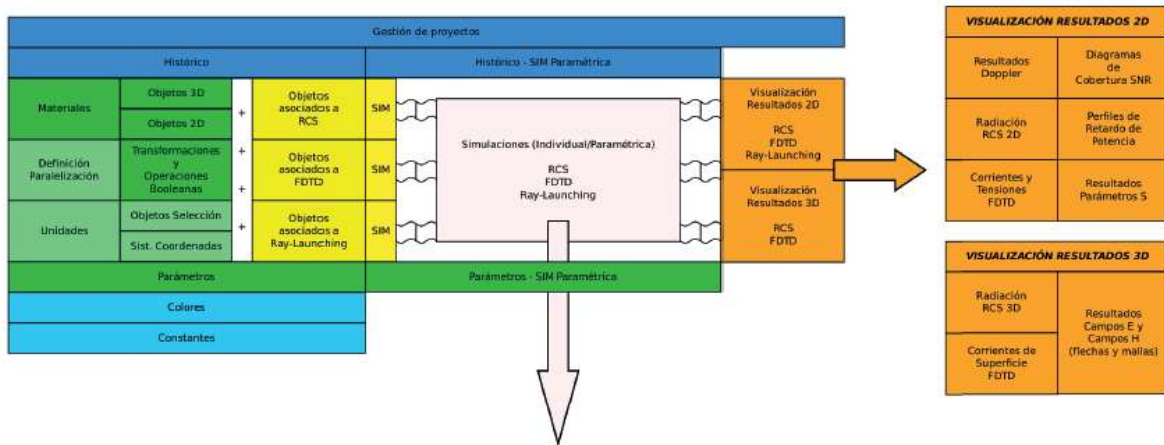


Figura 2.17. Diagrama de bloques de la aplicación TSolver.

En el diagrama se observa que la funcionalidad HISTÓRICO cubre por una parte, la fase de representación-diseño del escenario (objetos 3D-2D, transformaciones y operaciones booleanas, objetos específicos del tipo de simulación, etc); y por otra parte cubre la fase de la simulación paramétrica.

Desde el punto de vista de la fase de diseño del escenario, la funcionalidad HISTÓRICO es la que se encarga de mantener la lista de acciones que se han realizado en el proceso de diseño. Las características principales se muestran en la figura 2.18.



Figura 2.18. Características principales de la funcionalidad HISTÓRICO.

La funcionalidad HISTÓRICO es **interna** a la aplicación T-SOLVER; es decir, no precisa de ninguna opción de configuración para habilitarla; siendo transparente al usuario cuando está en el proceso de diseño. Así, a medida que el usuario va incorporando objetos al proyecto, la aplicación guarda automáticamente las acciones realizadas, almacenando debidamente los parámetros y los valores utilizados en la definición de los objetos, transformaciones, etc. Las acciones, además de mantenerse en memoria, se van almacenando en un fichero de texto plano (nombre_de_proyecto.hist) a modo de lista de comandos. Cada línea del fichero corresponde a

una acción del usuario, y se asocia a una clase de tipo operador, que es interpretable por la aplicación T-SOLVER (ver figura 2.19).

```
prueba.hist x
1 bpy.ops.bpt.tafo_popup_addcubo("INVOKE_DEFAULT",tafo_nombre_cubo="TafcoCubo",string_Ui="0.0",string_Vi="0.0",string_Wi="0",string_Uf=
2 bpy.ops.bpt.tafo_popup_addsphere('INVOKE_DEFAULT',tafo_historico = True, tafo_bloqueo =False, tafo_esfera_nombre="TafcoEsfera",stri
3 bpy.ops.bpt.tafo_editar_param_malla_fdt('INVOKE_DEFAULT',tafo_historico = True, tafo_bloqueo =False,string_frec_maxima = "9",string
4 bpy.ops.bpt.tafo_addfuncion_pulso_gaussiano('INVOKE_DEFAULT',tafo_historico = True, tafo_bloqueo =False, string_nombre_funcion="func
5 bpy.ops.bpt.tafo_addfuncion_gaussiano2('INVOKE_DEFAULT',tafo_historico = True, tafo_bloqueo =False, string_nombre_funcion="func2", s
6 bpy.ops.bpt.tafo_editar_param_gen_fdt('INVOKE_DEFAULT',tafo_historico = True, tafo_bloqueo =False, string_frec_maxima = "10", strin
7
```

Figura 2.19.- Ejemplo de fichero de tipo histórico (nombre_de_proyecto.hist).

Por otra parte, en la aplicación T-SOLVER se han programado unos paneles específicos de la funcionalidad HISTÓRICO; que permiten, entre otras opciones, **editar**, bloquear y/o eliminar las acciones (**operaciones**) que ha efectuado el usuario.

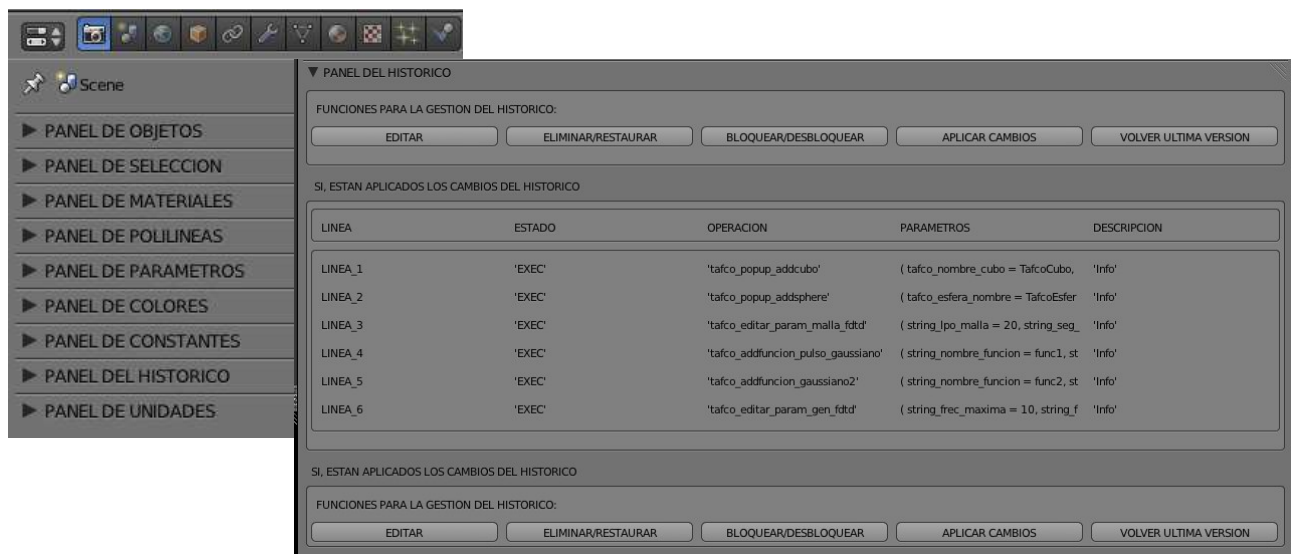


Figura 2.20- Paneles de manejo del HISTÓRICO.

Editando una de las líneas, se pueden modificar los parámetros asociados al operador. En el caso de “tafo_popup_addcubo” se pueden modificar los parámetros geométricos del cubo creado, el material o el nombre del mismo.

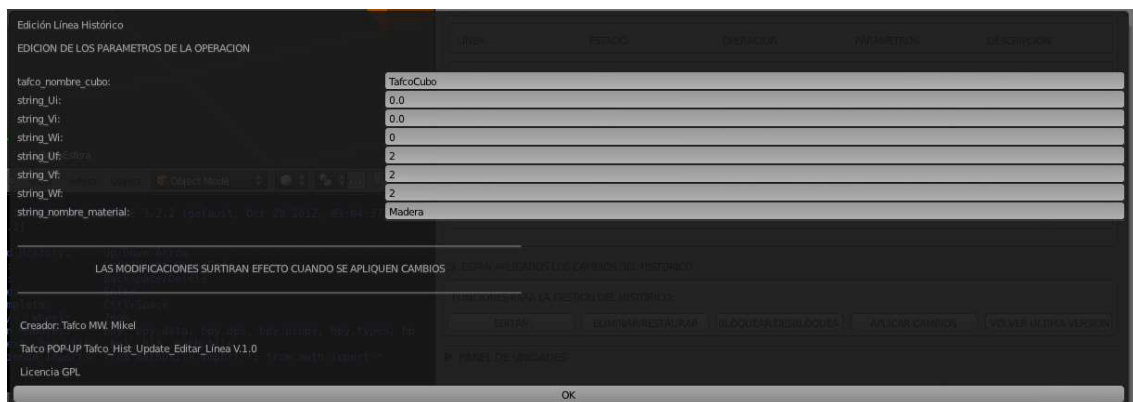


Figura 2.21- Ventana de modificación del operador “tafo_popup_addcubo”.

Una vez introducidos los nuevos valores, se acepta la opción OK de la ventana. Esto hace que los cambios se reflejen en la lista HISTÓRICO de la memoria interna. Para hacer estos cambios

efectivos en el proyecto, hay que “APLICAR CAMBIOS” desde el panel de HISTÓRICO. Esta acción fuerza el borrado de todos los elementos y las acciones implementadas en el escenario con anterioridad.

Seguidamente, la aplicación ejecuta todas las acciones que posee en la lista del HISTÓRICO modificado. Este proceso es susceptible de sufrir errores (por introducción de parámetros incorrectos, imposibilidad de realizar acciones modificadas, etc); por lo que ha sido preciso incorporar un módulo de **gestión de errores**. En este punto, si se produce un error en la “recarga” del HISTÓRICO, la aplicación nos permite modificar de nuevo las líneas del histórico, o “cargar” la última versión funcional.

Desde el punto de vista de simulación paramétrica, la funcionalidad HISTÓRICO es completamente esencial, ya que se encarga de modificar los valores reales de las líneas de HISTÓRICO, en función de los valores que van tomando las variables paramétricas. En la figura 6 se muestra el concepto de simulación paramétrica.

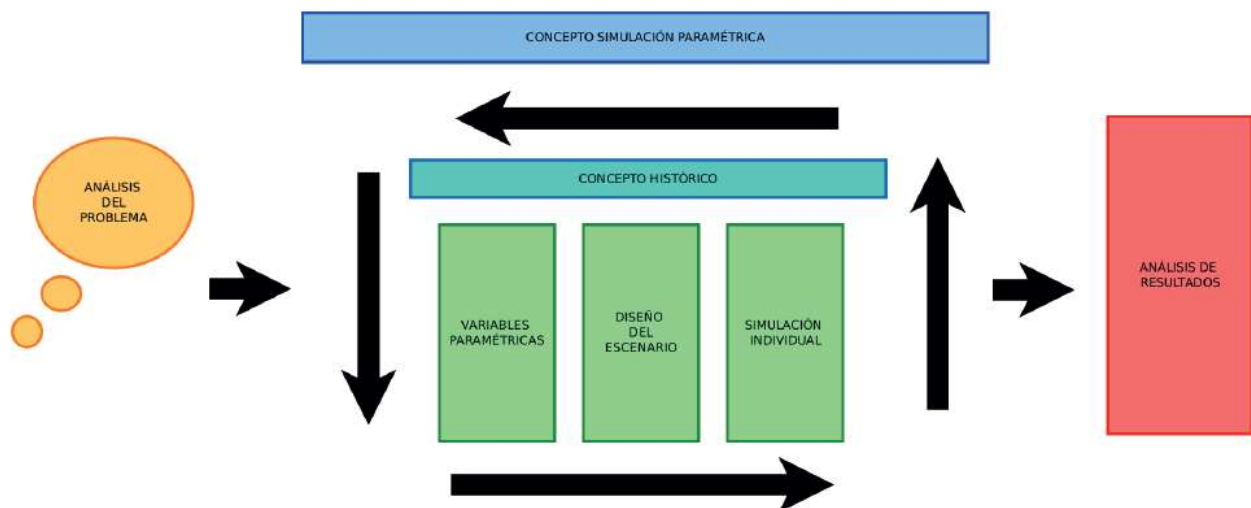


Figura 2.22.- Diagrama explicativo simulación paramétrica.

La optimización en la solución de problemas electromagnéticos, se consigue habitualmente de forma iterativa. Así, en este proceso suele ser muy útil analizar los resultados de la simulación, en función de los valores que va tomando una o varias variables o parámetros del diseño. En esto consiste la simulación paramétrica.

Así, el usuario parametrizará el escenario por medio de variables, que toman inicialmente un valor único. Una vez realizado el diseño, si el usuario quiere lanzar una simulación paramétrica, el usuario deberá concretar el rango de valores que debe tomar cada variable; a fin de que se realicen tantas simulaciones individuales como valores o combinaciones de valores diferentes se definan en la simulación. La funcionalidad HISTÓRICO es la que se encarga de rehacer el escenario cada vez que finaliza una simulación individual, y se prepara el escenario para las posteriores simulaciones con los nuevos valores.

En el siguiente ejemplo, se ha definido un cubo con el vértice inicial en el punto (0,0,0) y el vértice final en el punto (a, a, a); donde “a” toma inicialmente el valor 2. También se ha añadido una esfera.

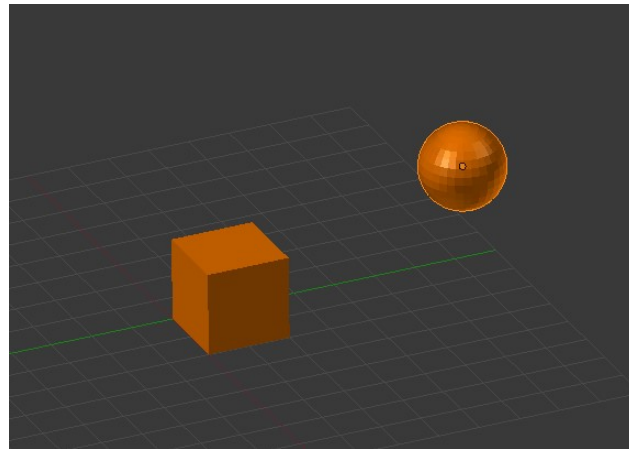


Figura 2.23.- Escenario ejemplo.

Vamos a definir una simulación paramétrica, donde queremos que el parámetro “a” del cubo varíe en 5 posiciones, entre los valores 1,96 y 2,04. Nos situamos, por ejemplo, en el panel asociado a FDTD, y en concreto en el panel de SIMULACIÓN (INDIVIDUAL Y PARAMÉTRICA). Entre los aspectos a definir, se encuentra el apartado FUNCIONALIDADES ESPECÍFICAS PARA PARÁMETROS.

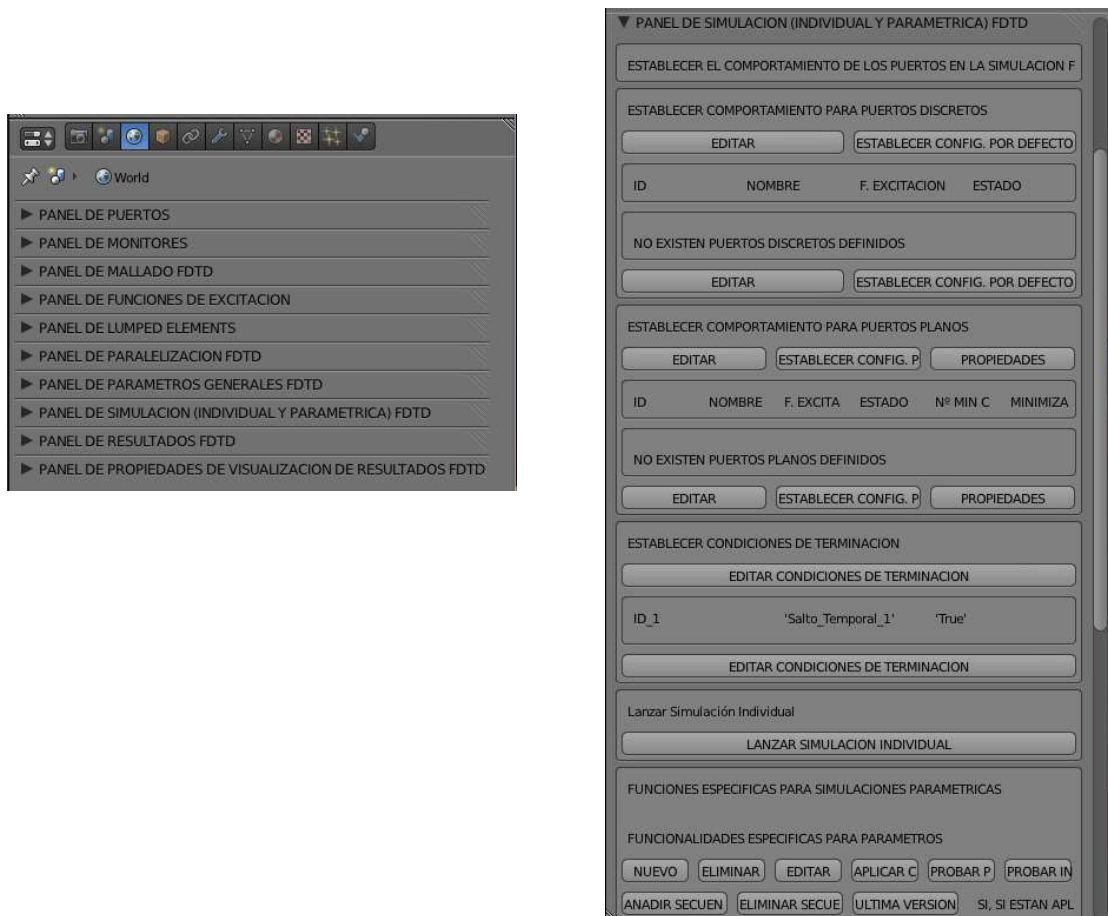


Figura 2.24.- Detalle panel de SIMULACIÓN INDIVIDUAL Y PARAMETRICA FDTD.

Inicialmente, es preciso definir una secuencia de parametrización. Dentro de esta secuencia, se define el rango de valores de la variable en concreto, y el número de muestras que se quiere evaluar. Una vez aplicados los cambios, en el panel se observará la definición realizada.

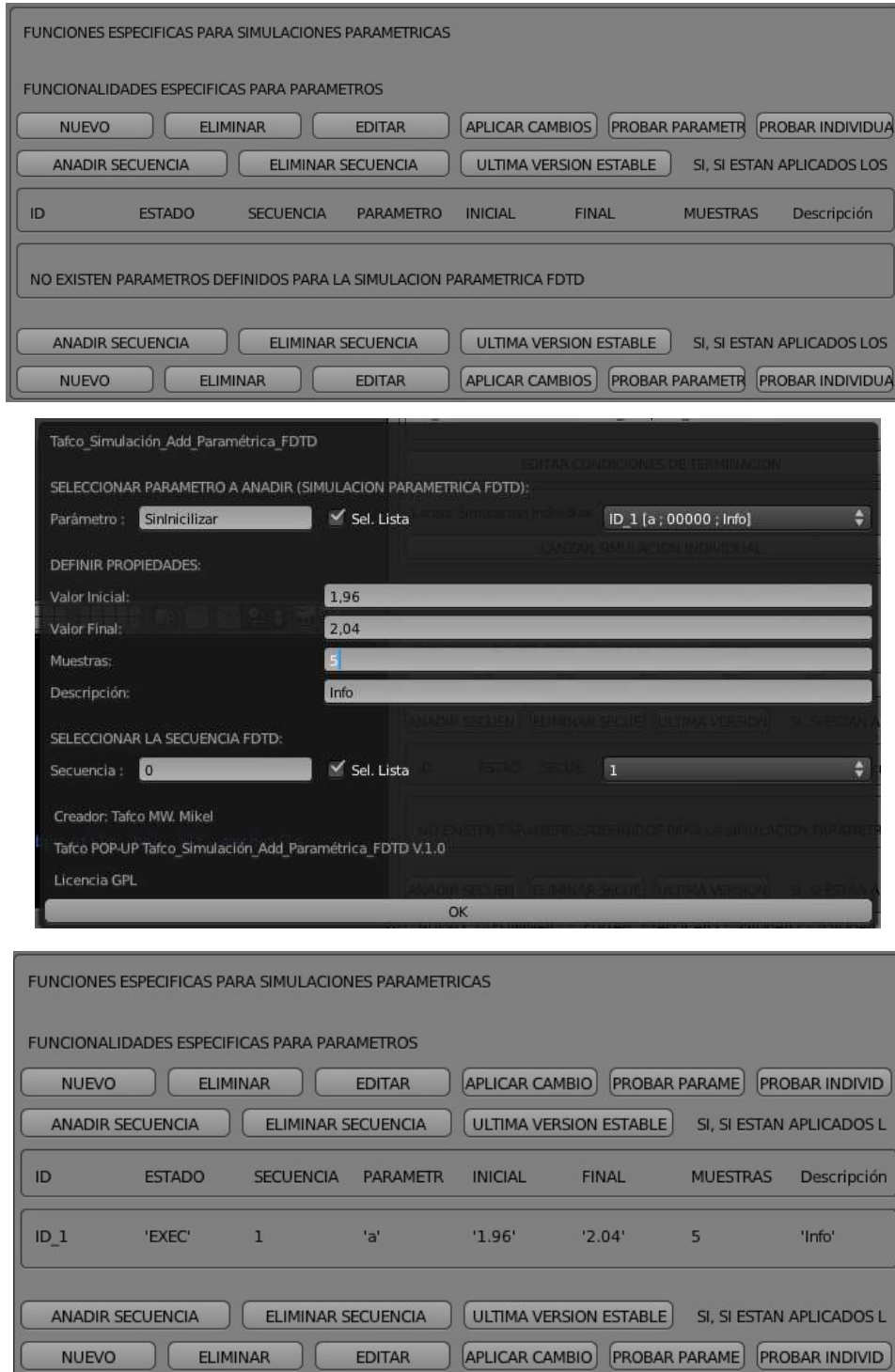


Figura 2.25- Definición de valores para variables paramétricas.

2.6. Mallado FDTD TSolver-Blender (python)

El mallado es un paso previo a la ejecución de las funciones de calculo de FDTD. En la aplicación TSolver, cuando se lanza la simulación FDTD de la escena; se realiza en primera instancia, un mallado de la misma, seguidamente un mapeo del material en cada nodo y finalmente la ejecución de las funciones de actualización.

En TSolver, está implementada asimismo una opción (disponible desde la pestaña PANEL DE MALLADO FDTD), que no está sujeta a simulación posterior, que permite la visualización del mallado sobre la propia escena. En este apartado, nos centraremos en esta opción, aunque hay que señalar que el mallado que se realiza en simulación es idéntico al implementado en visualización.

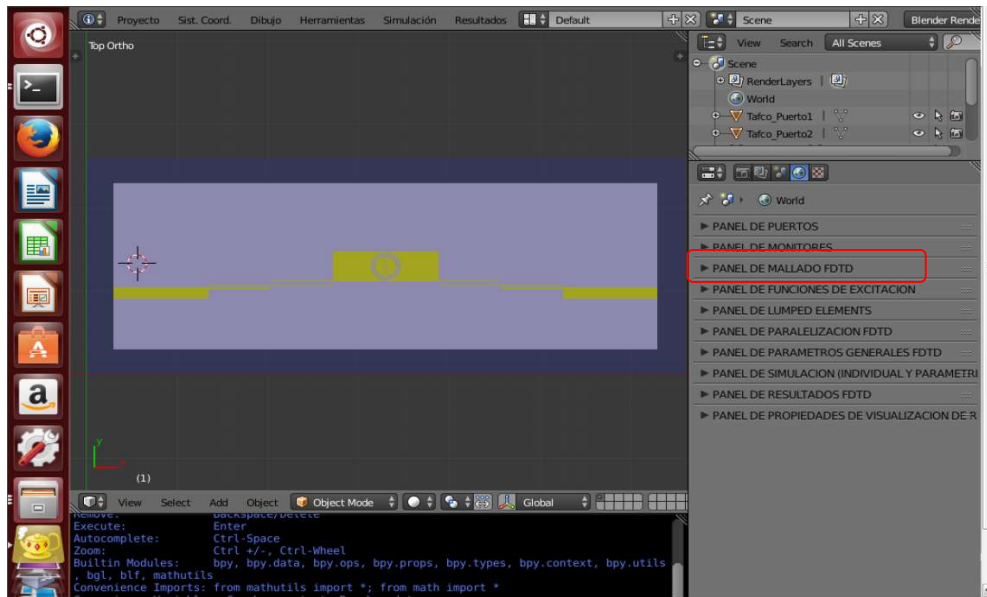


Figura 2.26. Panel de visualización de malla FDTD.

Si desplegamos el panel anterior, se nos muestran los valores actuales de los parámetros de malla, y tres botones con la siguiente funcionalidad:

- Editar Parámetros de Mallado.
- Visualizar Malla.
- Salir de modo visualización Malla.

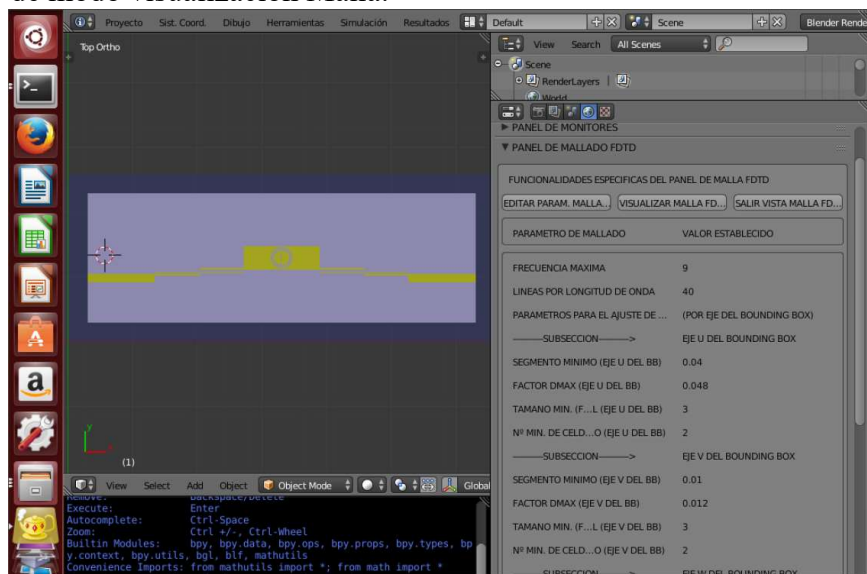


Figura 2.27. Opciones del Panel de visualización de malla FDTD.

Los parámetros de mallado que se editan en este panel tienen influencia tanto si se pretende ejecutar una simulación FDTD, como si únicamente se quiere visualizar la malla.

2.6.1. Editar Parámetros de mallado

En la ventana pop-up asociada a la edición de los parámetros de mallado, se pueden distinguir 3 espacios:

El espacio superior donde, por un parte, se muestra el valor de frecuencia máxima definida para esta escena. Y debajo, una casilla para introducir el número de puntos por longitud de onda. La idea es tener un mínimo de muestras para la longitud de onda mínima presente en el cálculo. Según se indica en [21], este valor (Const) debe estar comprendido entre 10 y 20. Estos parámetros se relacionan para obtener la distancia máxima de celda permitida en el mallado FDTD [21], siendo c_{min} la velocidad de la luz en el material donde ésta sea más lenta, dentro de la escena:

$$d_{max} \leq c_{min} / (Const * f_{max}) \quad (2.1)$$

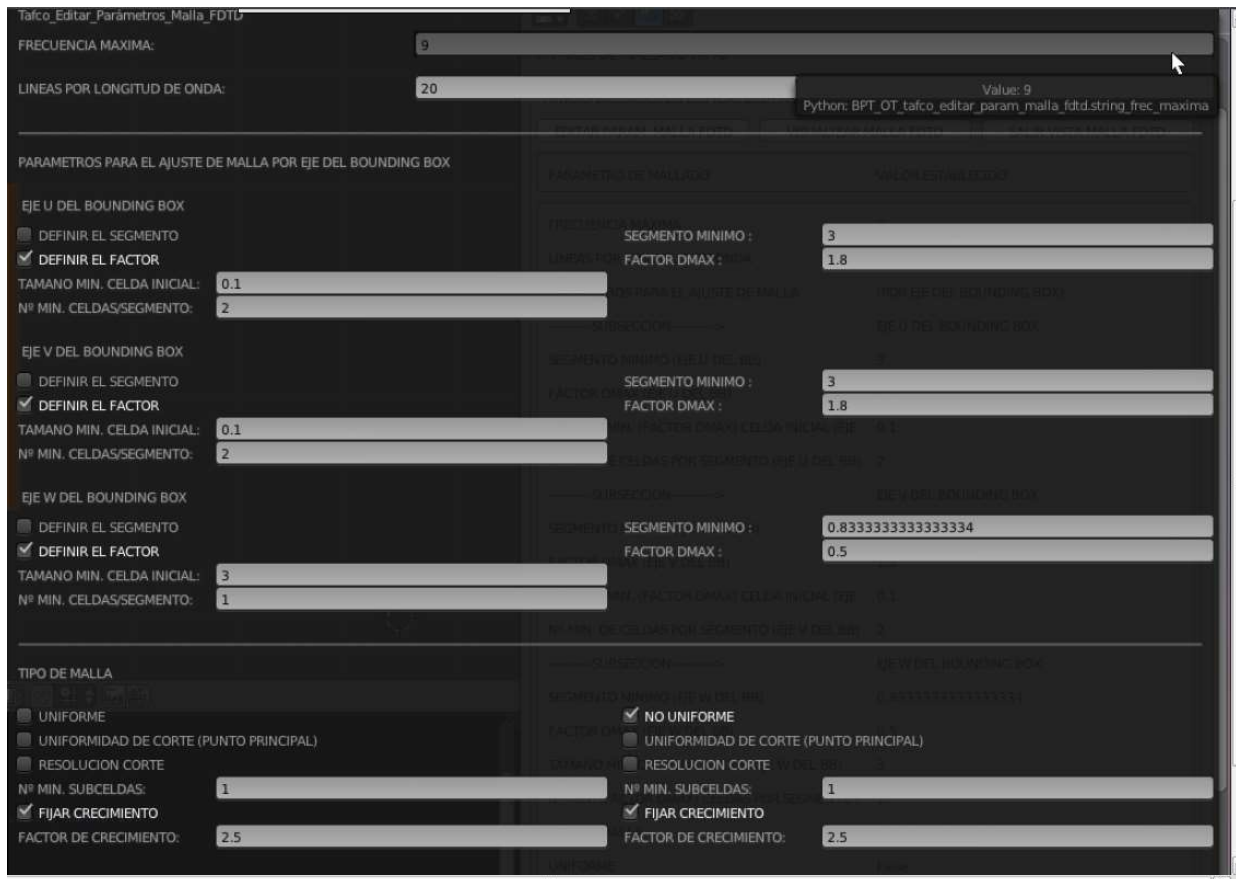


Figura 2.28. Ventana pop-up de edición de parámetros de malla FDTD.

Un espacio central (ajuste de malla por eje), donde, para cada eje de la escena (ejes coincidentes con el bounding box), se definen los siguientes parámetros:

- Valor Segmento mínimo.
- Valor Factor DMax.

NOTA: Estos dos valores están relacionados; por lo que fijando uno de dichos valores, el otro se calcula de forma automática (código implementado en python en TSolver-Blender).

- Tamaño Min. Celda Inicial.
- N° min celdas por segmento.

Un paso previo a la obtención de la malla, es la obtención de los llamados puntos principales de la escena (se comentará más adelante). Los puntos principales, definirán los cortes (y consecuentemente, los segmentos), en cada uno de los ejes. Aplicando el valor de segmento mínimo (o Factor DMax), lo que se hace es filtrar (eliminar) los cortes en el eje cuya distancia con el corte anterior, sea inferior al valor de segmento mínimo definido en esta opción.

La fórmula que relaciona el segmento mínimo con el Factor DMax (implementada en python TSolver-Blender y aplicando el escalado tanto en distancia como en frecuencia) es la siguiente:

$$\text{Segmmín} = \text{DMax} * \text{caire} / (\text{LPO} * \text{fmax}) \quad (2.2)$$

La ecuación 2.2 es similar a la ecuación 2.1, con la diferencia que en la ecuación 2.2 se toma la velocidad de la luz en el aire; mientras que en la ecuación 2.1, se toma la velocidad de la luz mínima según los materiales de la escena. La idea es que el Factor DMax sea un factor asociado a la distancia máxima permitida (ecuación 2.1), considerando que el material de la escena fuera el aire; para definir un valor de segmento mínimo.

En ambos casos (segmento mínimo o factor DMax), si la distancia entre dos cortes consecutivos en un eje es inferior al valor de segmento mínimo, el corte posterior es eliminado (implementado en TSolver-C).

En cuanto a los otros dos parámetros (Tamaño mínimo celda inicial y N° mínimo de celdas por segmento), se utilizan para fijar el tamaño de la celda mínima en cada eje. Por defecto, suele definirse con un valor de 3. Así, con esta opción, tendríamos inicialmente que $d_{\text{min}} = d_{\text{max}} / 3$.

Por otro lado, una vez obtenidos los cortes en cada eje (código C-TSolver), se calcula el valor del segmento más pequeño existente y se le aplica el parámetro de número de celdas por segmento mínimo; obteniendo así el valor de d_{min} . Teniendo en cuenta estos dos métodos, para posteriores cálculos de mallado, se utiliza el valor de d_{min} más pequeño.

Finalmente, se observa un espacio inferior (tipo de malla), donde se van a definir los siguientes aspectos de la malla:

- Uniforme / No uniforme.
- Uniformidad de Corte (punto principal): SI/NO.
- Resolución de Corte: SI/NO.
- Valor asociado al Número mínimo de subceldas.
- Fijar crecimiento: SI/NO.
- Valor asociado al Factor de crecimiento.

Para el caso de mallado no uniforme, debe fijarse un factor de crecimiento; que está asociado al factor de crecimiento entre celdas o segmentos contiguos. Para entrar más en profundidad, ver [21]. Es preciso señalar que en [21], el factor de crecimiento debe estar comprendido entre 1 y 1.3. En cambio, en el código implementado, el valor factor de crecimiento es por defecto: 0.3. Así, internamente en el código, a este valor se le suma la unidad; siendo así equivalente al indicado en [21]. También cabe señalar que, en el código implementado, no se restringe el valor de factor de crecimiento a 1.3, sino que puede ser superior.

2.6.2. Visualizar malla FDTD

En la ventana pop-up asociada a la visualización de malla FDTD, se pueden escoger 3 planos (UV, UW, y VW) y una distancia a la muestra:



Figura 2.29. Ventana pop-up de visualización de malla FDTD.

La malla que se visualiza es la correspondiente al plano elegido en la ventana pop-up anterior. El valor de la distancia de muestra, se utiliza para colocar la malla en la cara “inferior” o “superior” del bounding box (asociada al plano seleccionado). Valor igual a cero, cara “inferior”. Valor superior a cero, cara “superior”.

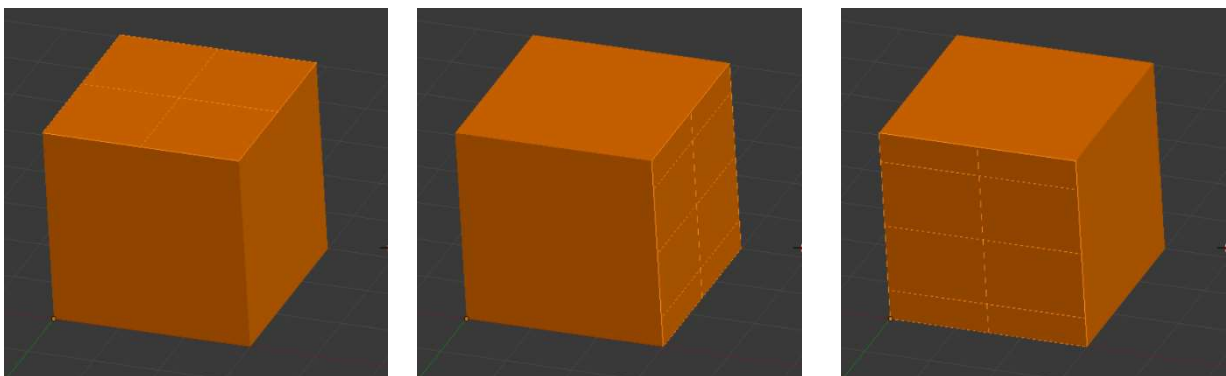


Figura 2.30. Izquierda: Malla UV (>0). Centro: Malla VW (>0). Derecha: Malla UW (=0).

2.6.3. Módulos TSolver

Las clases de operador asociadas al panel de Mallado se encuentran en el fichero Module_Mallado.py, de la carpeta “bl_operators”, y son las siguientes:

```
Tafco_mostrar_param_malla_fdt  
tafco_editar_param_malla_fdt  
tafco_visualizar_malla_fdt  
tafco_ocultar_malla_fdt  
tafco_bloquear_vista_malla_fdt
```

La clase “Tafco_mostrar_param_malla_fdt” se asocia a la presentación de los parámetros en el panel. Las clases “tafco_editar_param_malla_fdt”, “tafco_visualizar_malla_fdt”, “tafco_ocultar_malla_fdt” están asociadas a los botones del panel descritos anteriormente. La clase “tafco_bloquear_vista_malla_fdt” está asociada al hecho de que mientras se está visualizando la malla, no se puede realizar ninguna otra acción en TSolver.

La clase “tafco_visualizar_malla_fdt”, lanza una función C, independiente de TSolver-Blender, que es la que se encarga de realizar los cálculos numéricos asociados al mallado. Previamente, desde la misma clase, se ejecutan ciertas funciones de TSolver (programadas en python y ubicadas en el Module_Funciones.py), que se encargan de crear unos ficheros binarios de intercambio (que denominamos ficheros swap), donde se pasa a la aplicación de C, toda la información asociada a la escena, necesaria para el cálculo del mallado. Estas funciones son las siguientes:

```
tafco_crear_fich_mpi_parallel()  
tafco_escribir_lumped_binario()  
tafco_escribir_puertos_discretos_binario()  
tafco_escribir_puertos_planos_binario()  
tafco_escribir_monitores_1DT_binario()  
tafco_escribir_monitores_2D_binario()  
tafco_escribir_monitores_3D_binario()  
tafco_escribir_unidades_binario()  
tafco_escribir_materiales_binario()  
tafco_escribir_funciones_excitacion_binario()  
tafco_escribir_parametros_generales_binario()  
tafco_escribir_parametros_malla_binario()  
tafco_escribir_boundary_conditions_binario()  
tafco_escribir_absorbing_conditions_binario()  
tafco_escribir_swap_historico_binario()  
tafco_escribir_rutas_swap()
```

Una vez creados estos ficheros, se lanza la función de C (que explicaremos en el apartado siguiente) que calcula el mallado:

```
matrices.gen_matriz()
```

El proceso de cálculo del mallado (código C) da como resultado unos ficheros binarios con los cortes (segmentos) de cada eje:

```
Tafcomalla_nodosU.grid  
Tafcomalla_nodosV.grid  
Tafcomalla_nodosW.grid
```

Estos ficheros, que se crean en la ubicación “PROYECTOS/nombre_proyecto/FDTD/FDTD_SWAP_DATA/FDTD_GRID” son utilizados por la aplicación TSolver-Blender (función “tafco_pintar_malla_fdt” de Module_Funciones.py) para dibujar la malla sobre la escena.

2.6.4. Código TSolver-C

El código fuente asociado a las funcionalidades de mallado-mapeo de TSolver-C están ubicadas en la carpeta:

/TSolver2/fdtd_tafco_src/c_code/src/malla-mapeo

Los ficheros fuente son los siguientes:

base-python-C.c; complejos.c; complemento.c; fun_arbol.c; fun_mallado.c; fun_mapeo.c; fun_puntos.c; malla.c; mapeo.c; utilidades.c

Los ficheros “include” están ubicados en la carpeta:

/TSolver2/fdtd_tafco_src/c_code/include/malla-mapeo, y son los siguientes:

base-python-C.h; complejos.h; complemento.h; fun_arbol.h; fun_mallado.h; fun_mapeo.h; fun_puntos.h; malla.h; mapeo.h; utilidades.h

En el siguiente gráfico, se muestran las relaciones entre los ficheros anteriores:

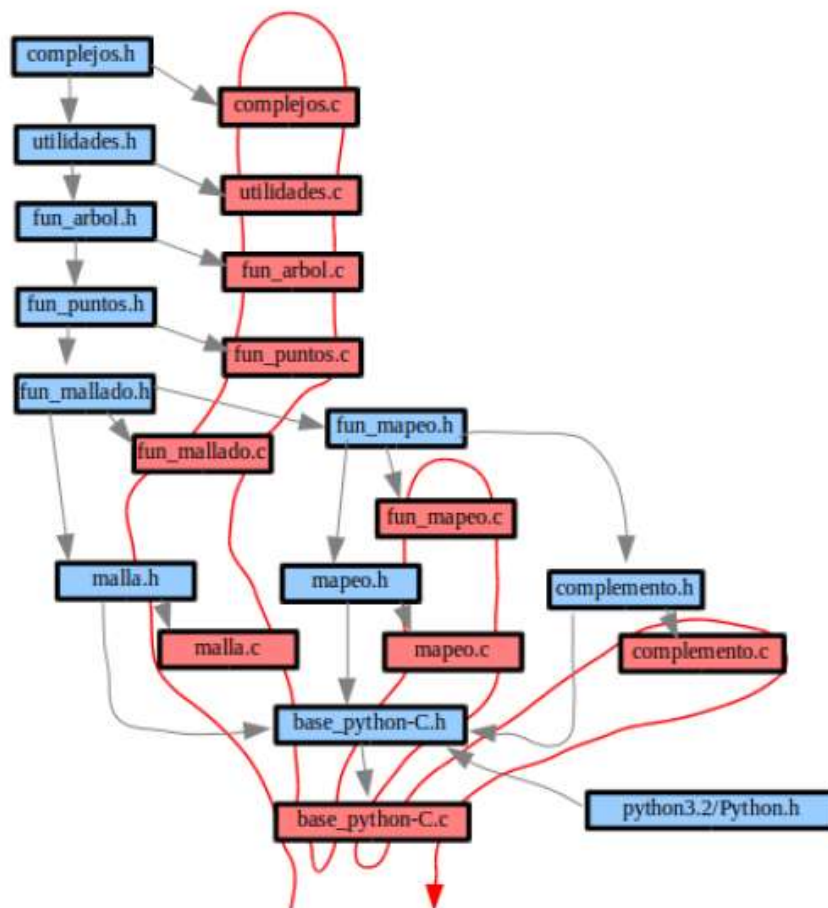


Figura 2.31. Diagrama de relación entre ficheros *.c y *.h.

Se utiliza la herramienta distutils para compilar y empaquetar la aplicación. Todo programa distribuido con distutils contiene un script llamado por convención setup.py, que se encarga de instalar la aplicación llamando a la función setup de distutils.core. Esta función tiene multitud de argumentos, que controlan, entre otras cosas, cómo instalar la aplicación. También incorpora

argumentos que controlan los archivos y directorios que deben instalarse, como son packages, py_modules, scripts y ext_modules. Por ejemplo, en ext_modules, se incluyen las extensiones que utilice el programa, en C, C++, Fortran, ...

En el fichero base-python-C.c, se define la función “principal”, que está asociada a la función “gen_matriz”, que es la que se lanza desde python (clase “tafco_visualizar_malla_fDTD”). Esta función “gen_matriz” se lanza como “matrices.gen_matriz()”, ya que todos los ficheros de código C (nada de python, salvo un init.py obligatorio) han sido empaquetados en el paquete “matrices” con la herramienta distutils.

El argumento de la función “gen_matriz” corresponde con la dirección del fichero swap que indica las rutas donde están todos los ficheros swap indicados anteriormente.

2.6.5. Estructura código TSolver-C

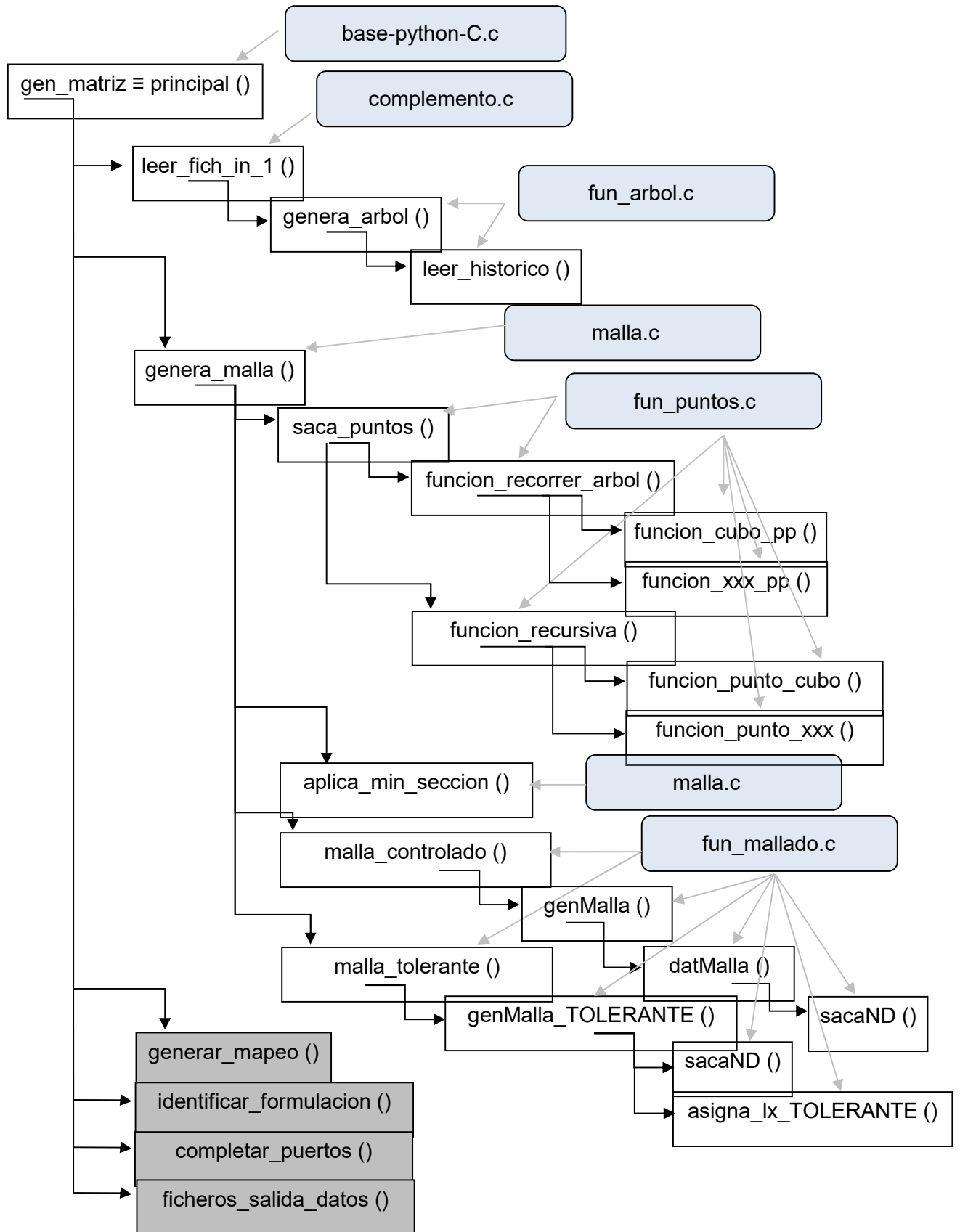


Figura 2.32. Diagrama de funciones asociadas a mallado FDTD.

En el diagrama anterior (figura 2.32), se muestra la estructura de las funciones más importantes del código C que se utilizan en el mallado FDTD (uniforme y no uniforme). No se muestra todo el diagrama de flujo completo; sino únicamente las funciones que se han considerado más representativas, con la finalidad que sea una guía para acceder con más facilidad al código completo.

2.6.6. Descripción de las funciones del código TSolver-C

En este apartado se va a hacer una breve descripción de las funciones principales que se han señalado anteriormente.

Gen_matriz principal(base-python-C.c)

Es la función que lanza las tareas principales asociadas a las funcionalidades de mallado-mapeo. Primeramente, realiza una **lectura de los datos** asociados a la escena, entregados por la aplicación TSolver-Blender (leer_fich_in_1). Posteriormente lanza la función de **generación de malla** (genera_malla); seguidamente permite lanzar la función para realizar el **mapeo de material** en los nodos definidos en la malla generada anteriormente (generar_mapeo). Lanza una función para identificar la formulación del material que entra en juego en la escena (identificar_formulacion), y la completa con la información de los **puertos existentes** (completar_puertos). Finalmente, **guarda los resultados** en caso que sea necesario (ficheros_salida_datos).

leer_fich_in_1(complemento.c)

Esta función empieza leyendo los ficheros de datos asociados a la escena, generados en la aplicación TSolver-Blender. Cada uno de estos ficheros está asociado a un tipo de elemento de la escena (materiales, puertos discretos, bounding box, funciones de excitación, etc). Esta función lee asimismo los parámetros correspondientes a cada uno de los elementos de la escena.

El fichero asociado a los parámetros de malla, contiene todos los parámetros que se han configurado con anterioridad en la ventana pop-up de la aplicación TSolver-Blender.

En esta función se hace el cálculo del valor de d_{max} (ecuación 2.1), tamaño máximo de celda; partiendo de la información de los materiales existentes en la escena, la frecuencia máxima, el número de puntos por longitud de onda seleccionado y teniendo en cuenta la escala de cada variable (GHz, m, etc).

Desde esta función se lanza asimismo la función **genera_arbol**; la cual, a partir del fichero histórico, crea una “diapositiva final”, compuesta por los diferentes árboles (elementos compuestos) presentes en la escena.

genera_arbol(fun_arbol.c)

Esta función lanza la función **leer_historico**, y a partir de la información del histórico de la escena, prepara las nuevas matrices para que su formato sea adecuado para las funciones posteriores de mapeo y puntos principales.

leer_historico(fun_arbol.c)

Esta función se encarga de leer el fichero histórico generado por TSolver-Blender, y va creando los diferentes árboles, a partir de los elementos de la escena; referenciados al sistema de coordenadas asociado al bounding box.

Las acciones que están reflejadas en el histórico (p.ej: crear cubo, crear cilindro, rotar elemento, etc) se identificaron previamente con un código en TSolver-Blender. En esta función, para cada una de las acciones descritas en el histórico, se va haciendo la lectura de los parámetros específicos de cada acción e introduciendo dicha información en el árbol correspondiente.

genera_malla(malla.c)

Esta función fundamentalmente realiza las siguientes acciones:

Obtiene los puntos principales a partir del árbol de la escena (función `saca_puntos`). En este árbol están reflejados los diferentes elementos de la escena y las acciones implementadas sobre dichos elementos (rotaciones, mirror, etc). La proyección de las coordenadas de los puntos principales sobre los ejes asociados al bounding box, produce los denominados “cortes” en los ejes correspondientes.

Seguidamente, se lanza la función `aplica_min_seccion`, que se encarga de eliminar los “cortes”, donde la distancia con el anterior “corte” sea inferior al valor de segmento mínimo definido en el pop-up de TSolver-Blender. De esta función, se obtienen los “cortes” finales, que definirán las secciones o segmentos definitivos del mallado. Cada una de estas secciones se tratará individualmente, obteniendo así para cada sección, la distribución de celdas correspondiente al tipo de malla seleccionado.

En caso de seleccionar un tipo de mallado no uniforme, se lanzará la función `malla_controlado`. Si se ha seleccionado, en cambio, un mallado uniforme, se lanzará la función `malla_tolerante`.

Finaliza la función `genera_malla`, con código referente al bounding box, y destinado hacia las funciones de mapeo.

saca_puntos(fun_puntos.c)

Inicialmente, para cada uno de los árboles de la escena, lanza la función `función_recorrer_arbol (fun_puntos.c)`, cuyo resultado son los puntos principales del elemento árbol; cada uno de los cuales tiene asignada una prioridad (aunque en el código posterior no he visto que se usara dicho valor de prioridad).

Si el árbol no tiene un elemento simple, sino una combinación de elementos, esta `función_recorrer_arbol` se aplica de forma recursiva hasta llegar a elementos simples, como cubo, cilindro, cono o esfera. Llegados a este nivel, se lanzan las funciones asociadas a estos elementos simples para la obtención de sus puntos principales:

- función_esfera_pp
- función_cilindro_pp
- función_cono_pp
- función_cubo_pp

Una vez ejecutada la función **función_recorrer_arbol**, se lanza la función **función_rekursiva**, que se encarga de analizar si un punto concreto está dentro o fuera del árbol. De forma equivalente a la función anterior, ésta **función_rekursiva** se aplica de forma recursiva, y teniendo muy en cuenta las consideraciones asociadas a las funciones booleanas, hasta llegar a elementos simples, donde se lanzan las funciones de comprobación siguientes:

función_punto_esfera
función_punto_cilindro
función_punto_cono
función_punto_cubo

Una vez obtenidos los puntos principales asociados a las figuras de la escena; al array de puntos principales se van añadiendo los puntos principales asociados al resto de elementos (puertos discretos, monitores, bounding box, incrementos de caras del bounding box, etc).

Finalmente, los puntos principales se separan por coordenadas (según los ejes) y a lo que denominamos “cortes”. Y se ordenan esos cortes en los arrays resultado de la función. Asimismo, aplica una prioridad a los cortes, y lo denomina “flag de afinidad de malla en cada corte”. A todos los cortes les aplica un valor de “1” (máxima afinidad), excepto en los cortes en los extremos del array, donde les aplica un valor de “0” (mínima afinidad).

aplica_min_seccion(malla.c)

Para cada uno de los ejes se aplica esta función, cuyo objetivo es eliminar los “cortes” cuya distancia con el “corte” anterior es inferior a un valor estipulado (valor que se define en el pop-up de propiedades de malla).

malla_controlado(fun_mallado.c)

En función de la selección elegida en el pop-up, el programa lanza la función **mallado_controlado** (si se selecciona la opción de mallado no uniforme), o la función **mallado_tolerante** (si se selecciona la opción de mallado uniforme).

La función **mallado_controlado**, lanza para cada uno de los ejes (arrays de “cortes”), la función **genMalla (fun_mallado.c)** que es la que generará la malla. En el caso de **mallado_tolerante**, se lanza la función **genMalla_tolerante**.

Inicialmente, la función **genMalla** calcula el tamaño mínimo de celda; a partir de las distancias calculadas entre dos cortes consecutivos (sección-segmento) y el número de celdas mínimo por segmento que se ha definido en el pop-up de parámetros de mallado.

Seguidamente, en función del valor del flag de afinidad de dos “cortes” consecutivos, se define el tipo de mallado que debe aplicarse a cada sección-segmento. En el código, se observan cuatro casos diferentes de mallado:

Caso 0: - + -
Caso 1: - +
Caso 2: + -
Caso 3: Uniforme (- -)

Para asignar uno u otro caso, se utiliza la siguiente condición:

1.- Si la distancia entre cortes consecutivos (sección-segmento) es inferior a la distancia obtenida a partir de multiplicar (número de celdas mínimo por segmento + 1)*distancia mínima; entonces, se considera caso 3 (uniforme: - -).

2.- En caso que la distancia entre cortes consecutivos sea superior a la distancia indicada en el párrafo anterior; entonces, se considera caso 0 (- + -).

Seguidamente, para cada una de las secciones, y en función del tipo de mallado, se procede a mallar la sección. Tanto para los casos 0, 1 y 2; como para el caso 3, se lanza la función **datMalla (fun_mallado.c)**.

La función **datMalla** obtiene como resultado, las celdas de sección adecuadamente configuradas. En esta función se realiza el cálculo iterativo de las celdas para cada segmento-sección, aplicándose la teoría descrita en el proyecto fin de carrera [21], tanto para los casos de no uniformidad como para los casos de uniformidad (- -), minimizando además el error cometido. En caso que no se consiga mallar adecuadamente, se repite el proceso reduciendo “automáticamente” (se define en código) el valor de *dmin*. Si, aun así, no se consigue mallar adecuadamente, el programa da un error.

Si, en cambio, se ha conseguido mallar adecuadamente las secciones no uniformes; el paso siguiente de la función **genMalla** es la unión-encaje adecuado de dos secciones no uniformes.

Finalmente, la función **genMalla** trata las zonas uniformes (+ +), con el procedimiento que se indica en [21]. Si no se consigue mallar adecuadamente, el programa repite el proceso reduciendo el valor de *dmin*. Si, aun así, no se consigue mallar adecuadamente, el programa da un error.

En este proceso se utilizan asimismo funciones como **sacaND**, **asigna_lx** y **uniPosPos**.

mallatolerante(fun_mallado.c)

Como se ha comentado anteriormente, la función **mallatolerante** se ejecuta en el caso de elegir la opción de mallado uniforme en la ventana pop-up de lección de parámetros de mallado.

La implementación del código de mallado tolerante se basa asimismo en el proyecto fin de carrera referenciado en [21]. No explicaremos en este apartado la metodología utilizada en el proceso, sino simplemente las funciones C a las que hace referencia.

De forma similar a como se hace en **mallatolerante**, la función **mallatolerante** ejecuta la función **genMallatolerante (fun_mallado.c)** para el tratamiento de los cortes de cada uno de los ejes de coordenadas. Esta función, a su vez, llama a funciones como **sacaND** y **asigna_lx_TOLERANTE**.

2.7. Mapeo de los nodos FDTD TSolver-Blender (python)

El mapeo es un paso intermedio entre el mallado inicial de la escena y la ejecución de las funciones de actualización de FDTD. Consiste en identificar el material correspondiente a cada nodo de la malla, la cual ha sido calculada anteriormente. En la aplicación TSolver, cuando se lanza la simulación FDTD; se realiza en primera instancia un mallado de la misma, seguidamente un mapeo del material en cada nodo y finalmente la ejecución de las funciones de actualización. El mapeo es una tarea que no está implementada de forma independiente, sino que se realiza dentro del proceso de simulación FDTD.

Para ejecutar el proceso de simulación FDTD, es preciso tener en cuenta que el mallado previo, hará uso de los parámetros definidos en el panel de mallado. También será preciso tener definidos los puertos discretos; para cual, hay que tener asociada previamente la función de excitación. Asimismo, para que la simulación se ejecute de forma efectiva, uno de los puertos discretos debe estar en modo “EMISION”.

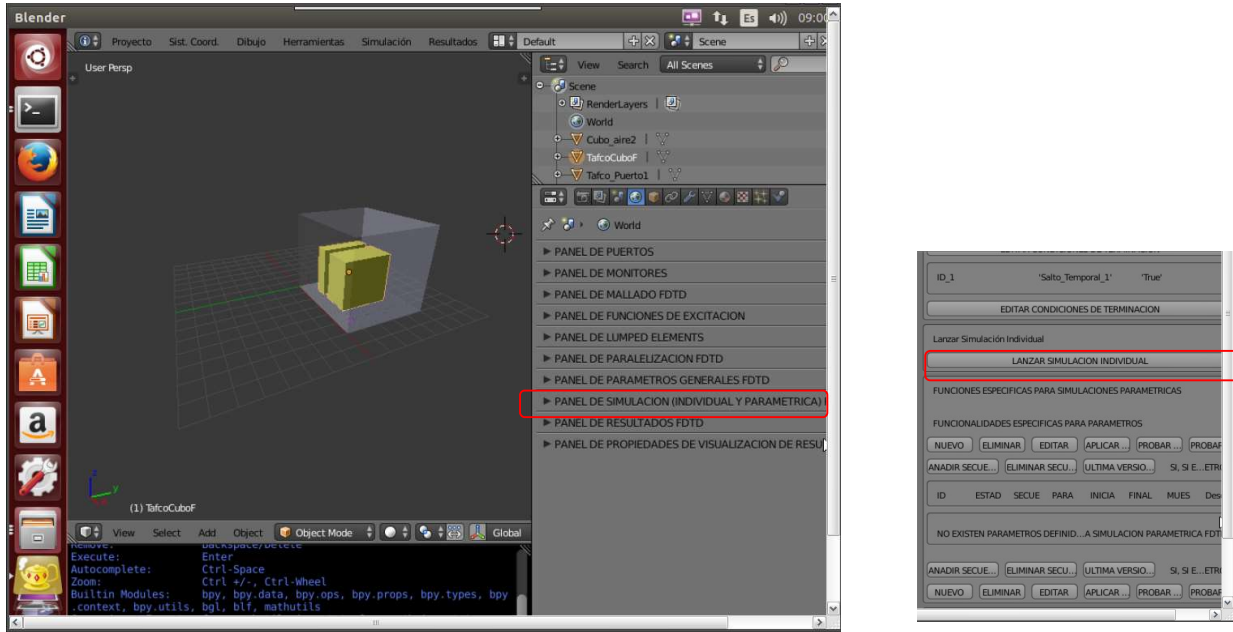


Figura 2.33. Opción de ejecución de simulación individual FDTD.

Al pulsar la opción de “Lanzar Simulación Individual”, comienza a ejecutarse el código asociado al cálculo de la malla y posteriormente el mapeo. Todas estas acciones se ejecutan sin que se muestre ninguna información en TSolver-Blender. Los mensajes asociados a estos procesos, se muestran en la ventana Terminal.

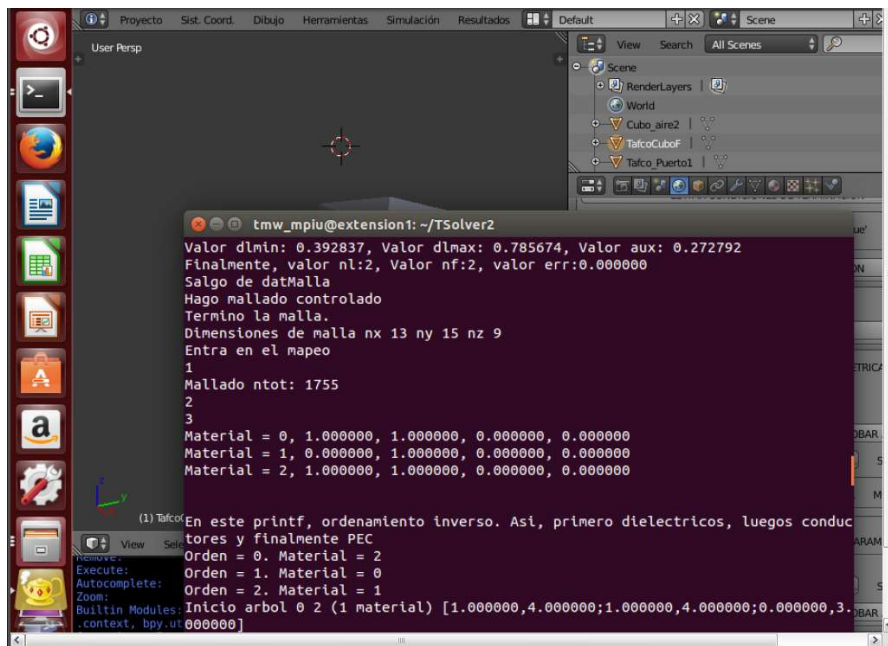


Figura 2.34. Ventana Terminal con mensajes sobre ejecución mallado-mapeo FDTD.

2.7.1. Módulos TSolver

Las clases de operador asociadas al panel de Simulación FDTD se encuentran en el fichero `Module_Simulacion_FDTD.py`, de la carpeta “bl_operators”. En este documento destacaremos las siguientes:

```
Tafco_sim_mostrar_simulacion_fdttd  
tafco_editar_pd_sim_fdttd  
tafco_lanzar_sim_ind_fdttd
```

La clase “`Tafco_sim_mostrar_simulacion_fdttd`” se asocia a las opciones mostradas en el panel de simulación FDTD. La clase “`tafco_editar_pd_sim_fdttd`” permite editar las propiedades de los puertos discretos en relación a la simulación. La clase “`tafco_lanzar_sim_ind_fdttd`” está asociada a la ejecución de la simulación individual FDTD. También hay que reseñar la función de tipo Thread “`Hilo_FDTD_sim_ind`”, que es la que se encarga de lanzar la ejecución de la ventana GTK y el motor de simulación de TSolver-C propiamente dicho.

En el código de la clase “`tafco_lanzar_sim_ind_fdttd`”, se pueden distinguir las siguientes acciones:

1.- **Ejecución de las funciones de escritura de ficheros de intercambio (ficheros swap).** De forma idéntica a lo implementado en el proceso de mallado, analizado en el documento [21]; al lanzar la simulación FDTD, la aplicación TSolver-Blender almacena la información de la escena, necesaria para la simulación; en unos ficheros binarios que denominamos de intercambio o ficheros swap.

2.- **Ejecución de las funciones para realización de mallado-mapeo.** En el caso de simulación FDTD, es preciso realizar un mallado de la escena y un posterior mapeo, además de incrementar el bounding box con UMPL, etc. Para ello, se ejecuta lanza la función de C (que explicaremos en el apartado siguiente):

```
matrices.gen_matriz()
```

El primer argumento de la función, presenta un valor de “1”. Esto indica que se debe realizar el mallado de la escena, mapeo y posible recreada de malla, y añadir UPML.

Los siguientes pasos están relacionados con la paralelización de procesos, la creación de autocódigo, la ejecución de la simulación y el cálculo de las ecuaciones de actualización; por lo que únicamente las nombraremos, pero no entraremos en detalle en este documento.

3.- **Ejecución de la función “constructor.principal”.** Esta función se centra en la paralelización del código y en la creación del autocódigo que deberá ejecutar cada uno de los nodos de procesamiento definidos. Se establecen los directorios donde se ubicará el código C y los datos de los hijos, el directorio de los resultados del mapeo, el directorio donde el proceso padre trabaja los datos de medida, y los directorios de entrada y salida de los procesos hijo.

4.- **Ejecución de la función “Hilo_FDTD_sim_ind”.** Esta función se encarga de lanzar la ventana GTK de simulación. Utiliza como argumentos de entrada las rutas de los directorios de paralelización, etc; a través de la ejecución del siguiente comando, donde se observa el ejecutable en paralelización “`mpiexec`”, el ejecutable GTK “`tmw_fdttd_sim_gui`” y los argumentos que requiere la función:

```
mpiexec /home/.../.../fdtd_tafco_src/gui_padre/tmw_fdttd_sim_gui “argumentos”
```


2.7.2. Código TSolver-C

Al igual que para las funciones de mallado, el código fuente asociado a las funcionalidades de mapeo de TSolver-C está ubicado en la carpeta:

/TSolver2/fdtd_tafco_src/c_code/src/malla-mapeo

Los ficheros fuente de dicho directorio son los siguientes:

base-python-C.c
complejos.c
complemento.c
fun_arbol.c
fun_mallado.c
fun_mapeo.c
fun_puntos.c
malla.c
mapeo.c
utilidades.c

Los ficheros “include” están ubicados en la carpeta:

/TSolver2/fdtd_tafco_src/c_code/include/malla-mapeo, y son los siguientes:

base-python-C.h
complejos.h
complemento.h
fun_arbol.h
fun_mallado.h
fun_mapeo.h
fun_puntos.h
malla.h
mapeo.h
utilidades.h

2.7.3. Estructura código TSolver-C

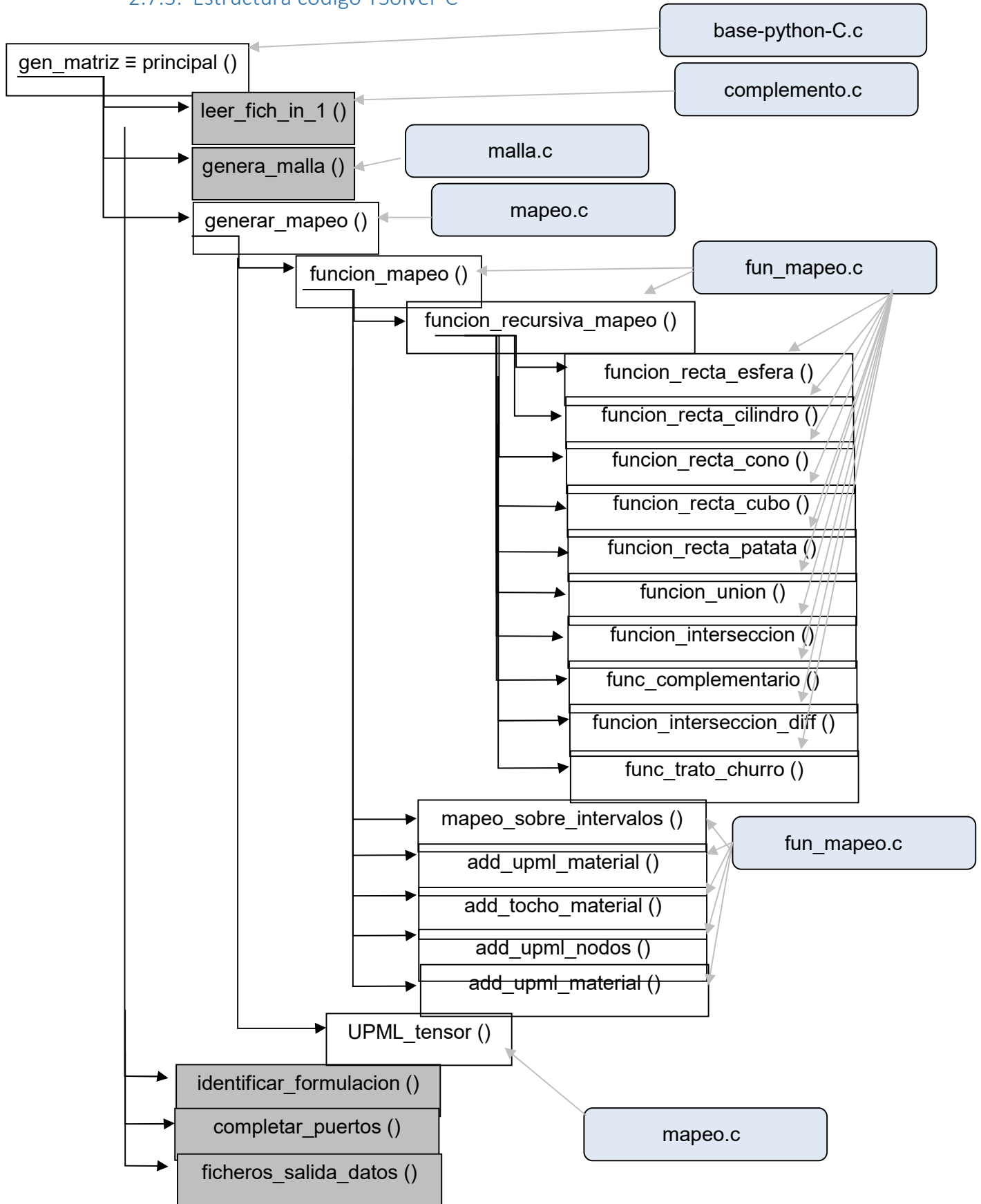


Figura 2.35. Diagrama de funciones asociadas a mapeo FDTD.

En el diagrama anterior (figura 2.35), se muestra la estructura de las funciones más importantes del código C que se utilizan en el mapeo FDTD.

2.7.4. Descripción de las funciones del código TSolver-C

En este apartado se va a hacer una breve descripción de las funciones principales que se han señalado anteriormente.

gen_matriz≡principal(base-python-C.c)

Es la función que lanza las tareas principales asociadas a las funcionalidades de mapeo. Primeramente, realiza una lectura de los datos asociados a la escena, entregados por la aplicación TSolver-Blender (leer_fich_in_1). Posteriormente lanza la función de generación de malla (genera_malla); seguidamente permite lanzar la función para realizar el mapeo de material en los nodos definidos en la malla generada anteriormente (generar_mapeo). Lanza una función para identificar la formulación del material que entra en juego en la escena (identificar_formulacion), y la completa con la información de los puertos existentes (completar_puertos). Finalmente, guarda los resultados en caso que sea necesario (ficheros_salida_datos).

generar_mapeo(mapeo.c)

A la salida de esta función, se realiza el mapeo de la escena y, si es necesario, el recrecimiento de la malla asociado a UPML. Se ejecutan dos funciones: función_mapeo y UPML_tensor.

La función UPML_tensor calcula el tensor del material absorbente de UPML para introducirlo en el barrido FDTD. Se obtienen los parámetros UPML para cada una de las caras del bounding box.

función_mapeo(fun_mapeo.c)

Los aspectos que se consideran más importantes del proceso de la función funcion_mapeo son los siguientes:

- 1.- Inicialización de todas las celdas, a valor de material background; es decir, al material por defecto del interior del bounding box. Actualmente, material = BC_vacio.
- 2.- Se generan arrays de posición que están desplazados media celda, en los tres ejes: x, y, z.
- 3.- Ordena los materiales para que el mapeo se haga en orden correcto:
 - Primero, PEC: eps=0 y sigma=0.
 - Segundo, conductores: eps=0 y sigma>0.
 - Tercero, resto de dieléctricos.

Aunque en la lista de materiales están ordenados primero los dieléctricos, seguidamente los conductores y para finalizar: PEC.

4.- Bucle de mapeo:

Para cada material, va recorriendo todos los árboles, hasta encontrar un árbol cuyo material sea idéntico al del material inicial.

Una vez encontrado el árbol, se realiza un proceso de mapeo, por cada plano: Plano YZ (eje X), plano XZ (eje y), plano XY (eje Z).

Se hace un barrido de todos los nodos de cada plano, para el valor mínimo del eje seleccionado; es decir, si escogemos el plano YZ, se hace un barrido de todos los nodos j,k con el valor de i inicial(x).

Para cada nodo (dentro de este barrido), se consideran 4 puntos:

Punto 1: i, j, k
Punto 2: i, j + ½, k
Punto 3: i, j, k + ½
Punto 4: i, j + ½, k + ½

Se escogen estos puntos, porque sirven de base para ubicar en su posición (según la celda primaria de Yee), los campos eléctricos y campos magnéticos de cada celda.

A partir del punto 1, se mapea el material para el campo Ex.

A partir del punto 2, se mapea el material para los campos Ey, Hz.

A partir del punto 3, se mapea el material para los campos Ez, Hy.

A partir del punto 4, se mapea el material para el campo Hx.

En cada punto, se lanza la función función_rekursiva_mapeo. Esta función recorre el árbol correspondiente, de tal forma que lanza una recta partiendo del punto escogido y en la dirección del eje correspondiente, dando como resultado los intervalos que limitan el objeto en esa recta. Seguidamente, se lanzan las funciones mapeo_sobre_intervalos, que se encargan de analizar si los puntos de esa recta (que corresponden a la posición de campo E o H de las celdas según la dirección del eje seleccionado), están dentro o fuera del objeto-árbol; es decir, si son o no de ese material.

Finalmente se lanzan las funciones relacionadas con UPML:

```
add_upml_material
add_tocho_material
add_upml_nodos
```

función_rekursiva_mapeo(fun_mapeo.c)

Es una función recursiva que recorre el árbol. Tiene como parámetros de entrada: el objeto a evaluar (estructura árbol), el punto inicial a evaluar sobre el objeto, el vector normal al plano (eje) y los límites inferior y superior en el eje. Devuelve como salida, los puntos que delimitan los intervalos del objeto.

Si el árbol es de tipo simple, se ejecutan las funciones individuales en función del tipo de elemento:

```
función_recta_esfera.
función_recta_cilindro.
```

función_recta_cono.
función_recta_cubo.
función_recta_unstructured.

Si el árbol es de tipo compuesto, se vuelve a lanzar la función de forma recursiva, siempre teniendo en cuenta la operación que se ha realizado:

Unión: Se lanza función_union y func_trato_unstructured.

Diferencia: Se lanza función_complementario, función_interseccion_diff y func_trato_unstructured.

Intersección: Se lanza función_interseccion y func_trato_unstructured.

CAPITULO III. DISEÑO DE DISPOSITIVOS

En este capítulo presento el diseño de filtros paso banda haciendo uso de la partícula MCSRR (Modified Complementary Split Ring Resonator) combinado con líneas acopladas. Después presentamos circuladores construidos con tecnología multicapa mediante fabricación PCB. Se presenta los resultados para simple junction y doble junction.

3. Introducción

A lo largo de este capítulo se irán presentando los resultados obtenidos a lo largo de los años en diferentes proyectos en los que he participado en ocasiones como director de proyecto, y en muchas de ellas como un trabajador más dedicando muchas horas de simulación y de diseño, muchas veces mediante prueba y error para llegar a los resultados óptimos. Como se ha indicado en el prefacio el inicio de una ingente cantidad de topologías de filtros comenzó con el proyecto Telemac. Durante los años 2003 y 2004 se trabajó intensamente y más tarde daría origen a [11].

En este magnífico libro puede encontrarse infinidad de resonadores y topologías de filtros que a día de hoy siguen siendo útiles para ciertas aplicaciones. Uno de los resonadores que aparece en el libro, y que mi director de tesis Francisco Falcone conoce bien, pues fue el primero que usó este resonador para realizar filtros de rechazo es el anillo de Pendry dual o complementario. Así como lo bautizó, ya que consistía en un anillo de Pendry complementario.

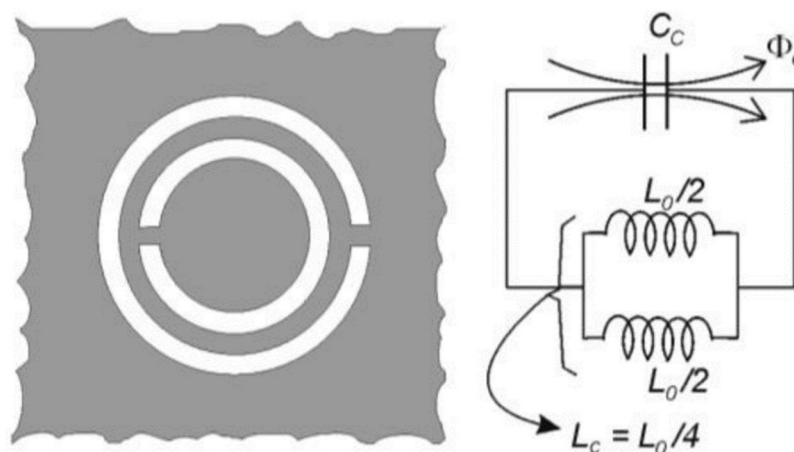


Figura 3.1: Complementary split ring resonator (CSRR).

Los diseños de filtros que se presentan en este capítulo todos ellos se basan en una modificación del CSRR que se presentará más adelante en este capítulo.

En cuanto a los circuladores como ya se mencionó en el prefacio se desarrollaron a lo largo de dos proyectos IDEATA y METAFER. IDEATA se prolongó desde abril de 2011 hasta octubre de 2014. METAFER se prolongó durante los años 2013 a 2015. Adjunto el enlace del IDEATA

<http://www.euripides-eureka.eu/stories/10/euripides-ideata>

3.1. Diseños de filtros durante el PROFIT FIT-330200-2004-113

Como se ha mencionado en la introducción durante el año 2004 se desarrolló el proyecto PROFIT cuyo número es FIT-330200-2004-113. Este proyecto fue aprobado por que previamente había sido aprobado un proyecto Telemac 2895 liderado por Thales Airborne systems. Durante este año se diseñaron infinidad de topologías para realizar filtros paso banda, banda eliminada y acopladores.

Como ejemplo presento un filtro banda eliminada que utilizamos en el proyecto final de carrera de Aritz Estevez.



Figura 3.2: Filtro rechazo banda con anillo dual de Pendry.

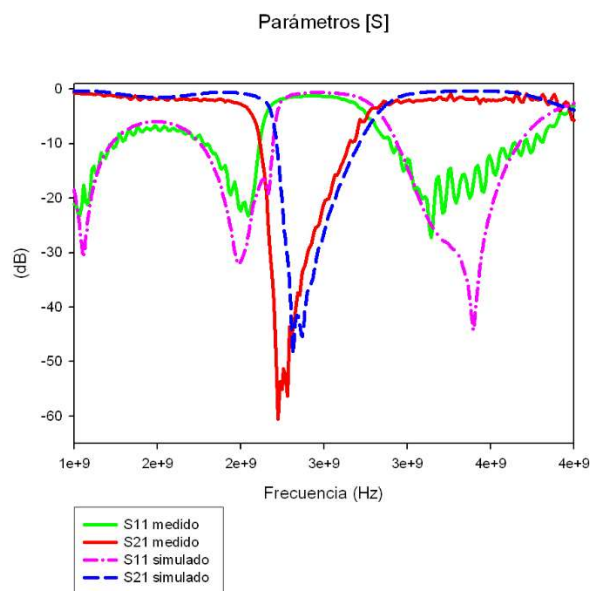


Figura 3.3: Parámetros S del filtro rechazo de banda

Todos los diseños que se diseñaban en microstrip o en stripline durante los proyectos PROFIT asociados al proyecto Telemac hacían uso del denominado anillo de pendry y su dual presentado en la Tesis de Francisco Javier Falcone. Thales consideraba que eran diseños interesantes, pero no industriales en el ámbito militar debido a que para realizar filtros paso banda era necesario modificar el plano de masa.

Así que a finales del 2004 se nos ocurrió modificar el anillo dual de pendry tal y como se muestra en la figura:

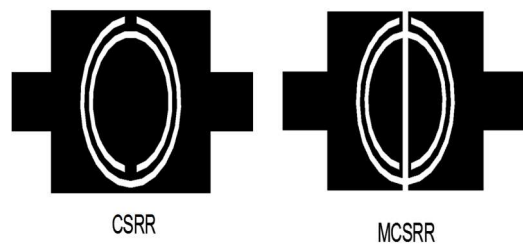


Figura 3.4: Resonadores CSRR y MCSRR

En ese mismo año 2004 presentamos en la justificación del profit FIT-330200-2004-113 el siguiente diseño:

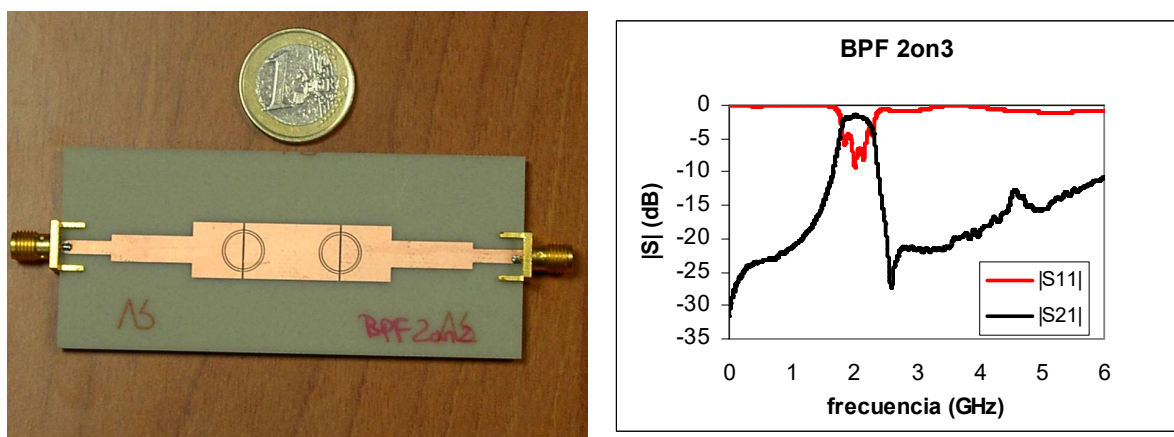


Figura 3.5: Filtro paso banda implementado con resonadores MCSRR y sus parámetros [S] en medida.

3.2. Primeros diseños de filtros con anillo dual cortado

En el punto 3.1 se ha visto que se obtiene un comportamiento paso banda ver figura 3.5. Lo primero que se supuso es que la frecuencia de actuación de esta nueva partícula era la misma que la de un anillo dual sin corte. Para ello se realizó una simulación electromagnética.

En la figura 3.6 vemos un anillo dual (CSRR) y el anillo dual modificado (MCSRR) tras la simulación electromagnética con puertos de guía se obtiene los siguientes resultados del parámetro S21

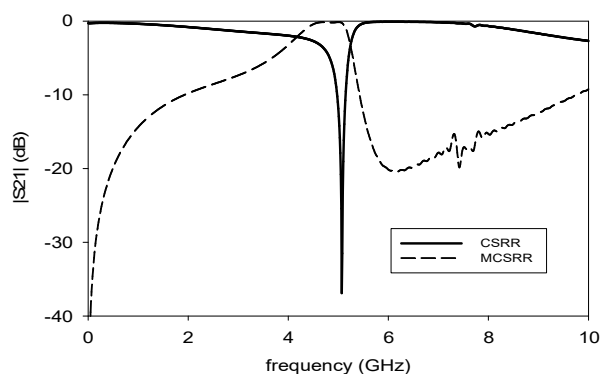


Figura 3.6: S21 en línea solida del CSRR y en línea a trazos del MCSRR

Como se puede apreciar el comportamiento banda eliminada se transforma en comportamiento pasobanda en la misma banda frecuencial. El material utilizado en la simulación fue Rogers RO3010 con un grosor de 1,27 mm. Desde este momento consideramos que la introducción de estos elementos en la pista microstrip podríamos diseñarlos haciendo uso del programa de resonancias de anillos de pendry desarrollado por la universidad de Sevilla.

En el año 2005 la empresa **Acorde** de Santander solicito a la univeridad publica de Navarra el diseño de un filtro de UWB. Las especificaciones del filtro eran:

- BW: 3.1 GHz- 4.9 GHz
- Insertion Loss: Better than 3 dB
- Return Loss: Better than 10 dB
- Rejection better than 50 dB a 2.5 GHz y a 5.5 GHz

Tras realizar diferentes pruebas propuse la siguiente topologia:

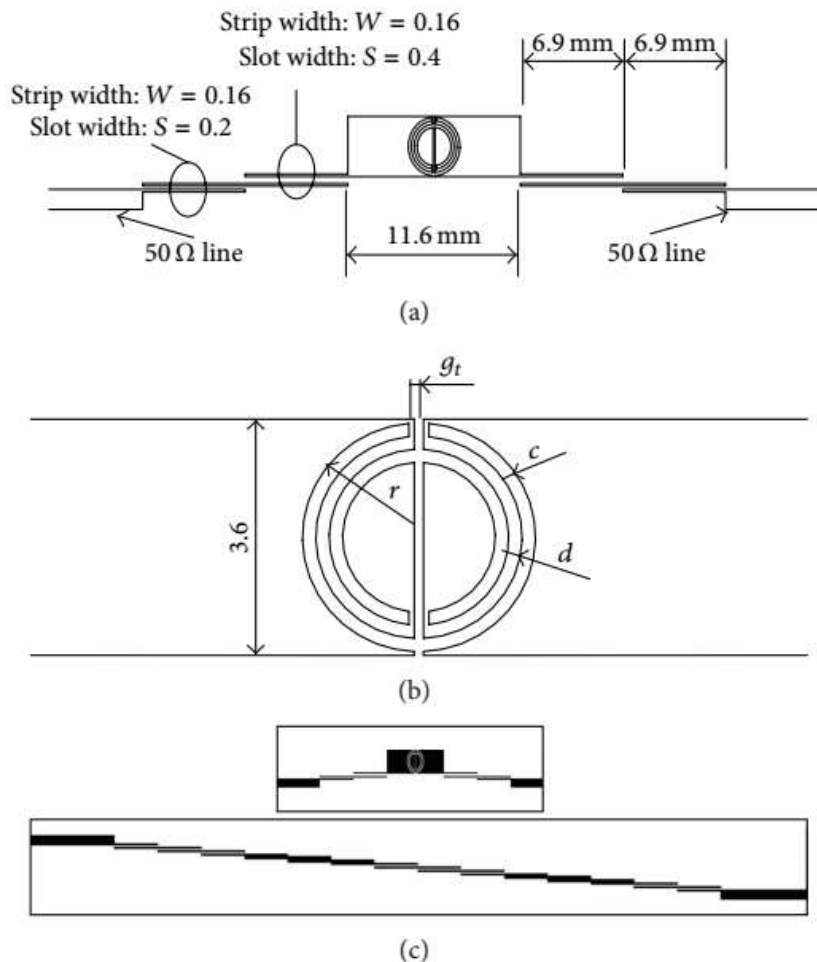


Figura 3.7: a y b) Topología y dimensiones del filtro de Acorde c) comparativa en tamaño con un convencional de líneas acopladas.

Esta topología la idea de con las siguientes ideas intuitivas:

- Uso de líneas acopladas a la entrada y a la salida para obtener adaptación.

- Doble etapa de acoplo para obtener rechazo
- Utilización del resonador MCSRR

Tras tres meses de innumerables simulaciones y mediante ajustes sucesivos de forma empírica se llegó al siguiente resultado.

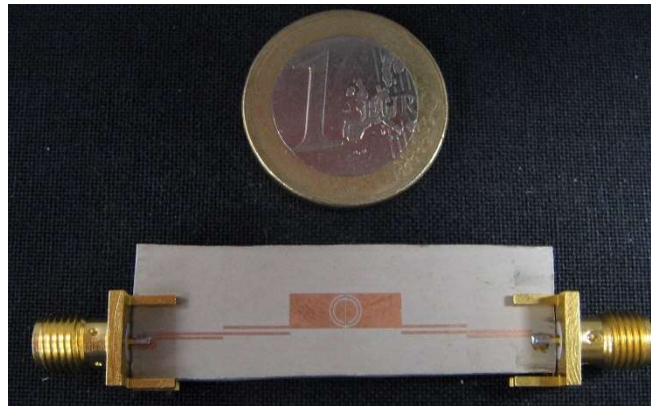


Figura 3.8: Fotografía del filtro de UWB para Acorde patentado

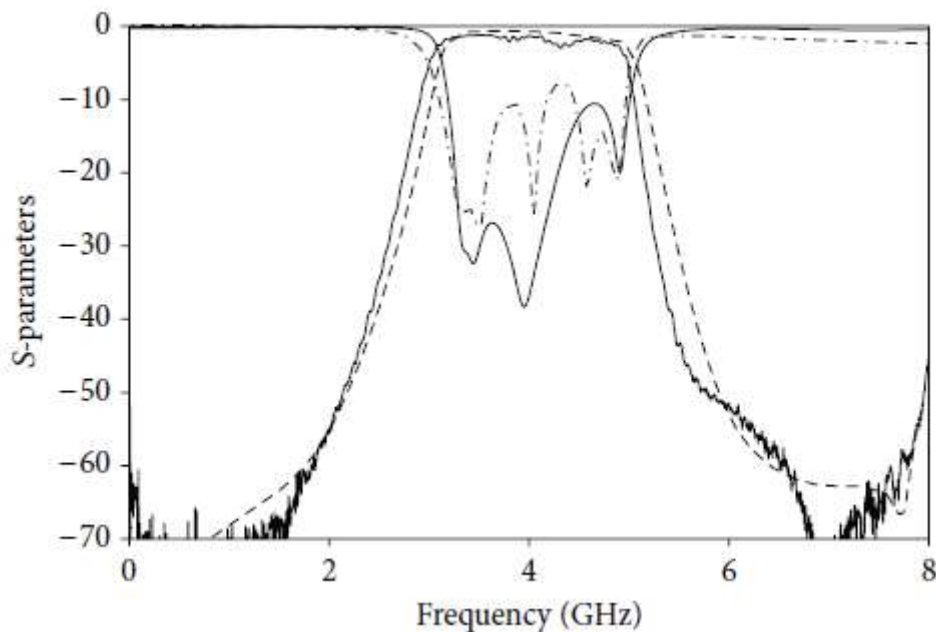


Figura 3.9: Medida y simulación del filtro de la figura 3.8

En la figura 3.9 se presentan los parámetros [S] simulados y medidos del circuito construido en RO3010 con grosor de sustrato de 1.27 mm. S21 medido es la línea sólida y S11 medido es la línea de rayas y puntos. Las otras líneas son simulación. Como se puede apreciar en la figura el resultado obtenido cumplía las especificaciones solicitadas por Acorde.

Es curioso resaltar que para hacer este diseño no se disponía en aquel momento de la referencia [22] ya que para cuando fue publicado en noviembre de 2005 ya teníamos realizado el filtro y

medido, y habíamos entregado la patente el 1 febrero de 2006 como puede verse en el anexo 1 la patente (ref: WO2007088230A2) que se solicito de este tipo de estructuras.
La patente se puede visualizar en el enlace:

https://worldwide.espacenet.com/publicationDetails/biblio?DB=EPODOC&II=0&ND=3&adjacent=true&locale=en_EP&FT=D&date=20070809&CC=WO&NR=2007088230A2&KC=A2#

En el 2013 cuando publicamos [19] referenciamos [22] pues se puede considerar un filtro “Multiple-Mode Resonator” con un “Modified Complementary Split Ring Resonator”

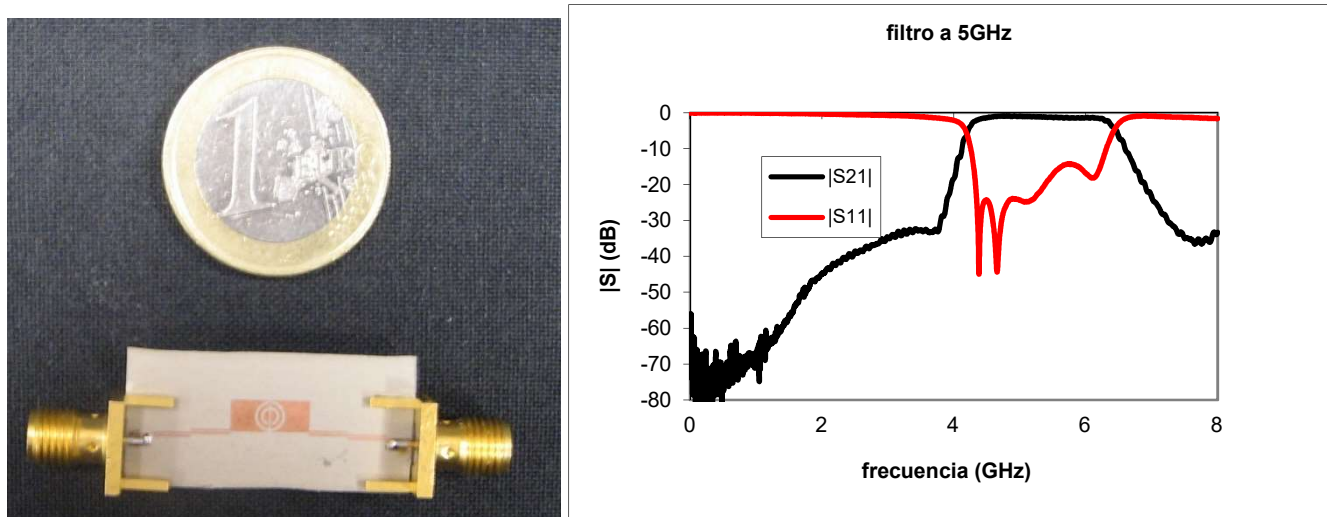


figura 3.10: filtro a 5GHz y medida de parámetros [S]

La figura 3.10 presenta el mismo filtro escalado a una frecuencia central de 5 GHz. Es importante indicar que todas estas simulaciones se llevaron a cabo con CST version 2005 y que como puerto de excitacion se utilizaba un puerto de guia.

3.3. Filtros diseñados para el proyecto Telemac (Lider Thales)

En el 2006 tras una petición de Thales que finalizaba el proyecto Telemac en su país Francia nos solicito unos diseños. Los diseños que se prepararon fueron filtros con diferentes anchos de banda y diferentes topologías, a continuación, mostramos sus layouts y sus simulaciones haciendo uso del puerto en guía. Hay que mencionar que la tecnología que se utilizo fue la de PCB y se construyeron los filtros haciendo uso de Stripline.

En el proceso de fabricación se utilizo el layout de la figura 3.11.

Manufacturing

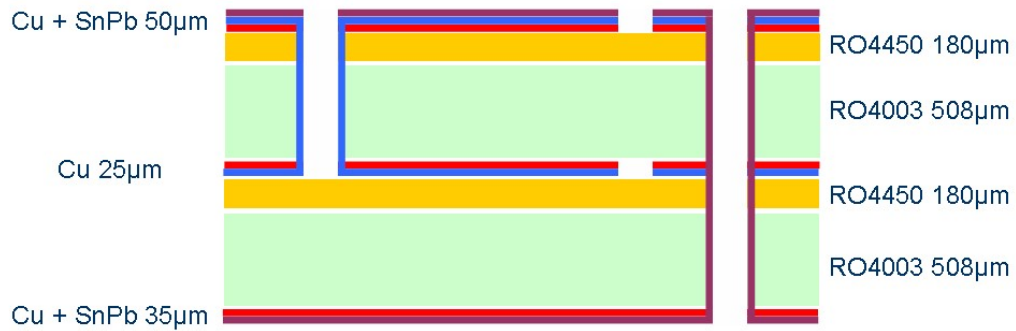


figura 3.11: Multicapa para la fabricación de filtros stripline.

Los diseños que se mandaron fabricar fueron los siguientes:

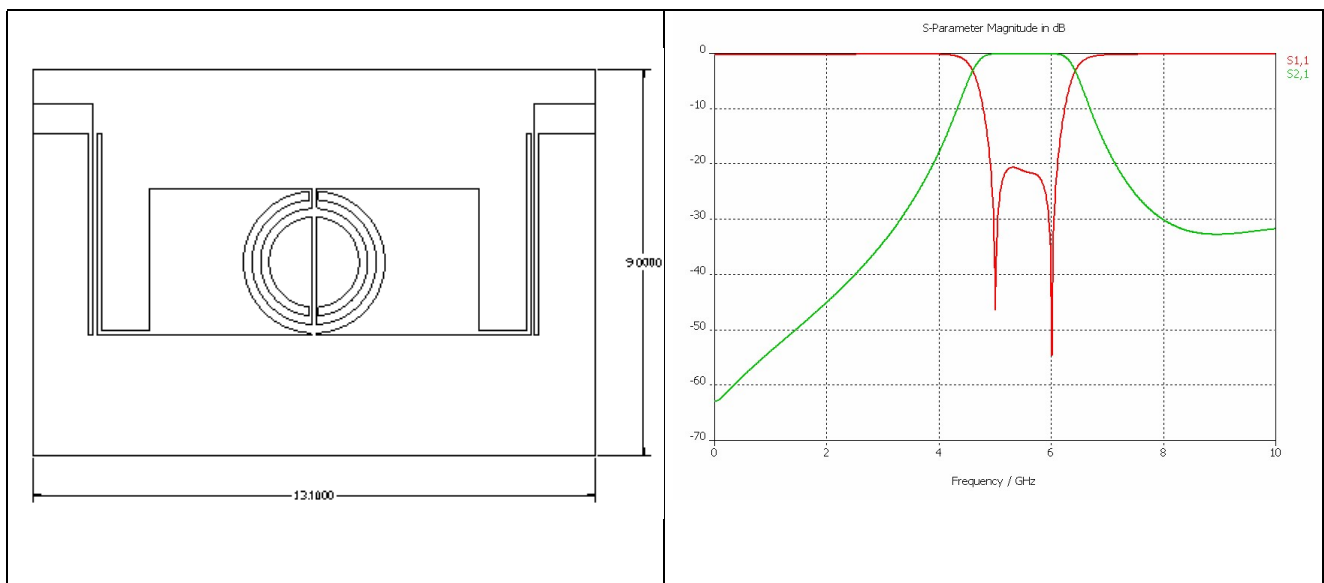


Figura 3.12: Diseño V1 (una etapa de acoplada en entrada y salida)

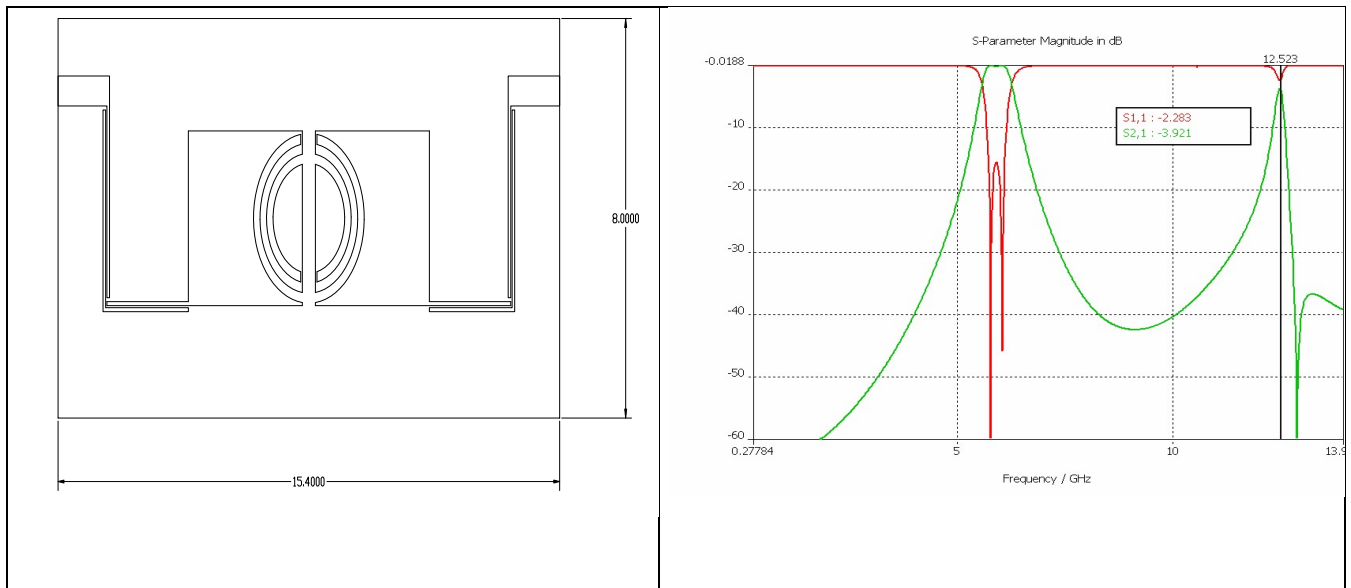


Figura 3.13: Diseño V2 (dos etapas de acopladas en entrada y salida)

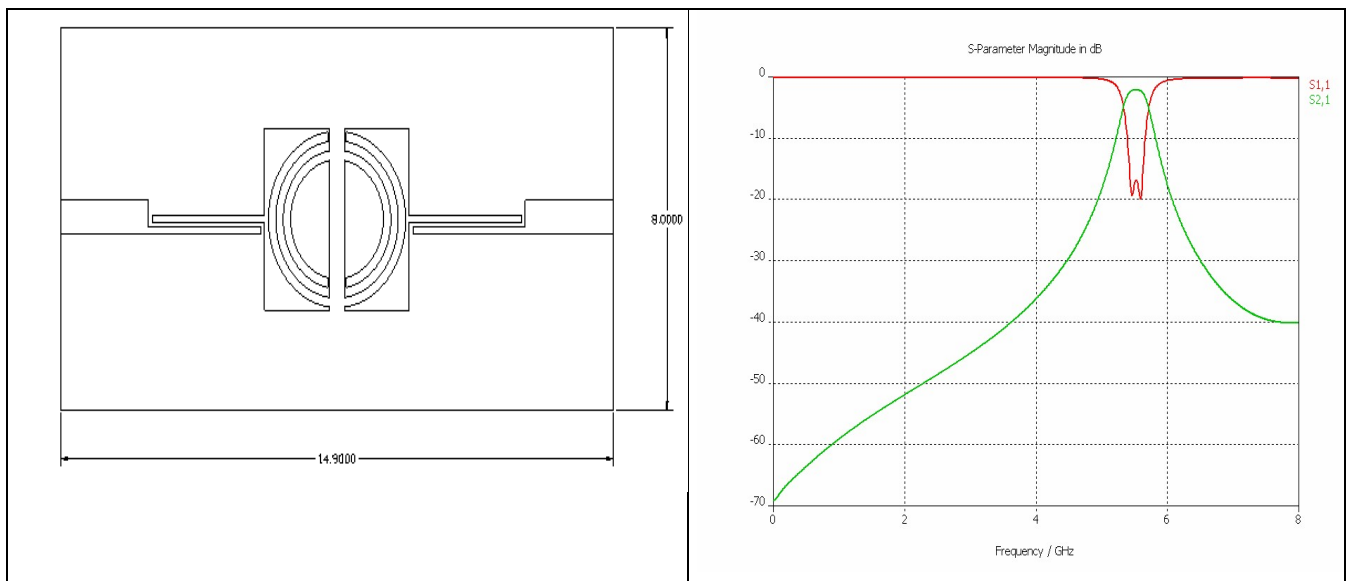


Figura 3.14: Diseño V3 (una etapa de acoplada en entrada y salida)

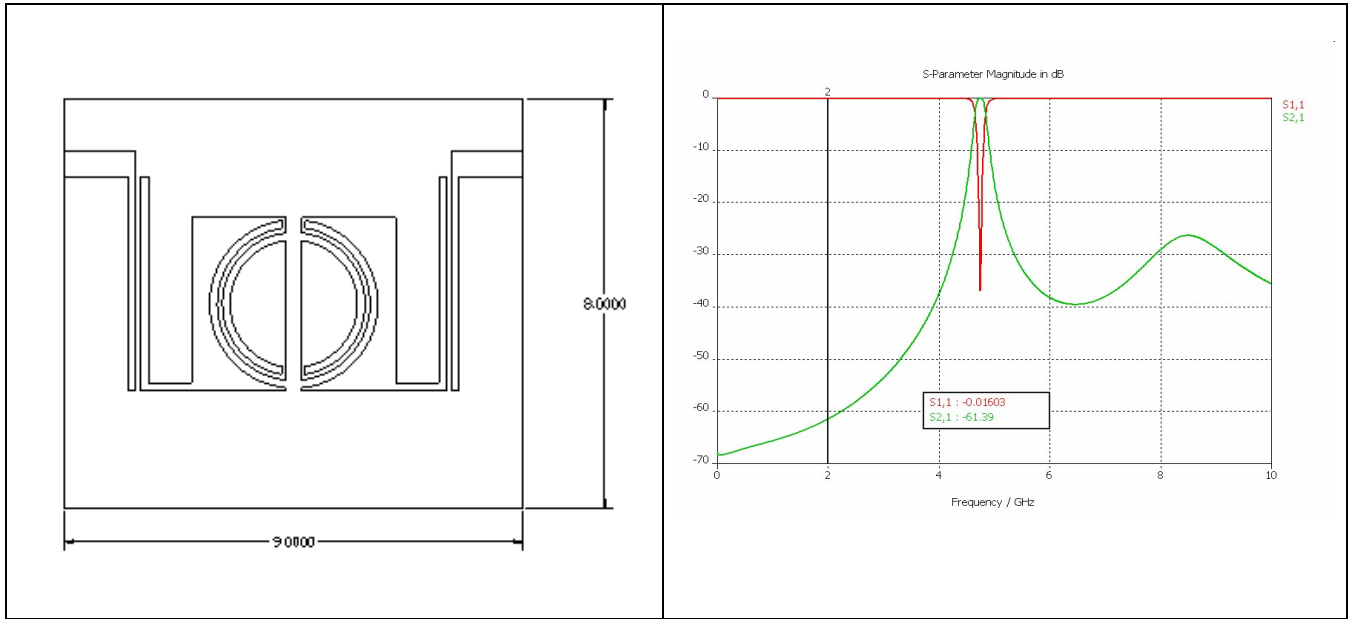


Figura 3.15: Diseño V4 (una etapa de acoplada en entrada y salida)

Los resultados de los 4 filtros nos entrego Thales en un PowerPoint del cual se extrae los resultados mas significativos.

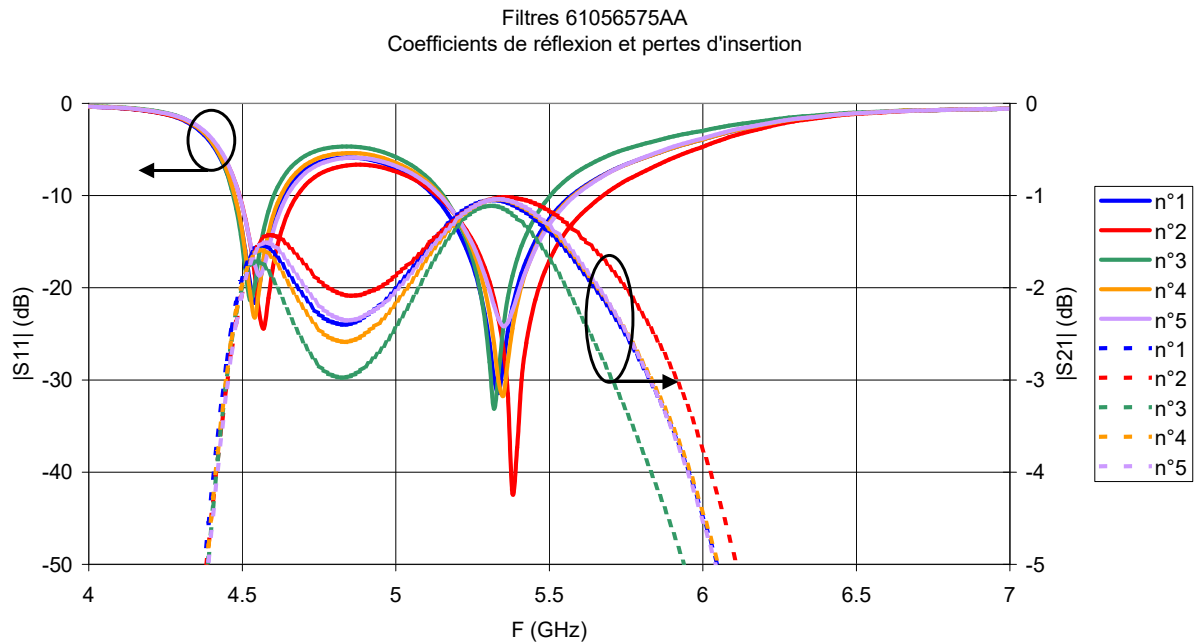


Figura 3.16: Medidas del filtro V1 realizadas por Thales

Esta grafica corresponde a las medidas del filtro V1. Las medidas se realizaron con Picoprobes:

- Type of probes : Picoprobes GSG, 920 μ m
- Calibration : Full 2-ports using the CS-10 Picoprobe calibration kit

Medidas realizadas:

- 5 samples of the 4 filters versions (V1 for 61056575AA, V2 for 61056577AA, V3 for 61056576AA, V4 for 61056578AA)
- 2 samples of the 2 RF burried lines

Si se compara simulación con medida del filtro V1, vemos que la primera resonancia en el parámetro S11 en torno a 4.5 GHz esta presente en las dos graficas, sin embargo, la segunda resonancia que en simulación aparecia en 6 GHz en medida ha descendido a 5.3 GHz. Aparece una desadaptacion superior a -10 dB que en simulación no ocurría.



Figura 3.17: Fotografía de los filtros stripline V1, V2 y V3 construidos por Thales

En cuanto al filtro V2 las medidas fueron las siguientes:

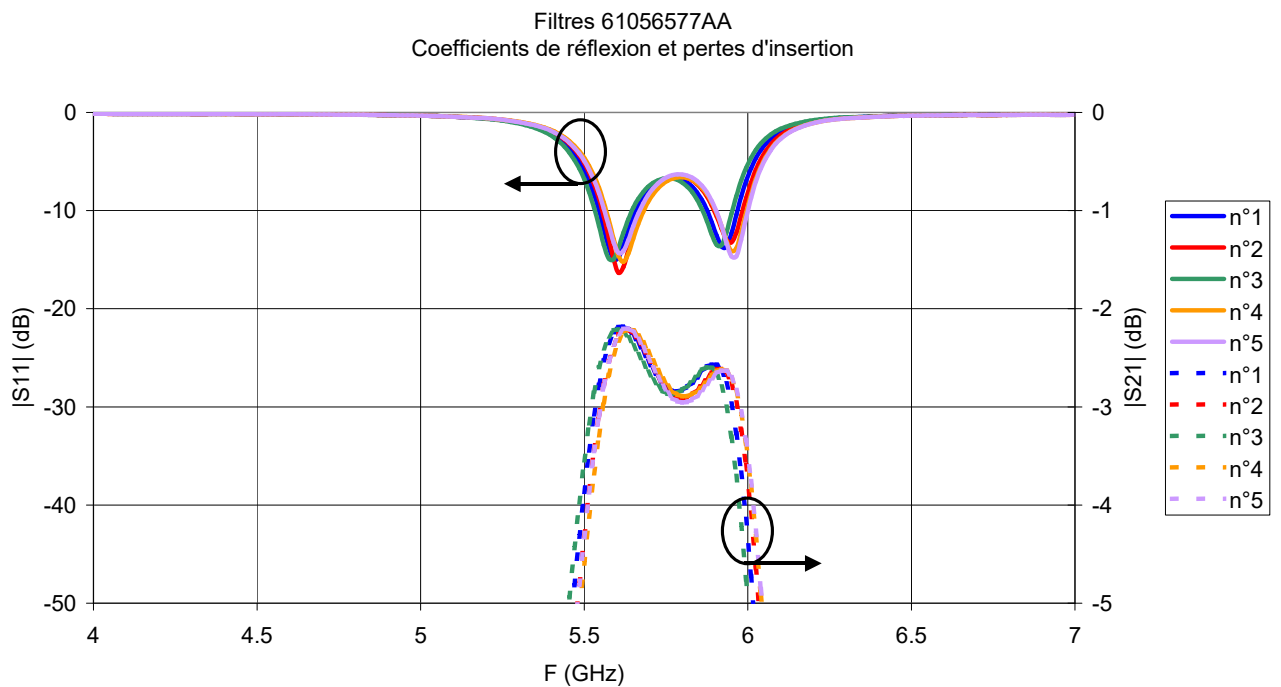


Figura 3.18: Medidas del filtro V2

En este caso la forma es muy parecida pero las pérdidas en paso son entre -2 y -3 dB y la adaptación también ha empeorado.

Es curioso observar que la dispersión en las medidas de los 5 filtros fabricados es muy inferior al primer diseño. También cabe resaltar que la separación de las acopladas es de tan solo 40 micras y la dispersión como se ha comentado es muy baja. Sin embargo, cabe destacar son más elevadas de lo esperado y sobre todo si lo comparamos con el diseño del filtro de UWB.

61056577AA – V2

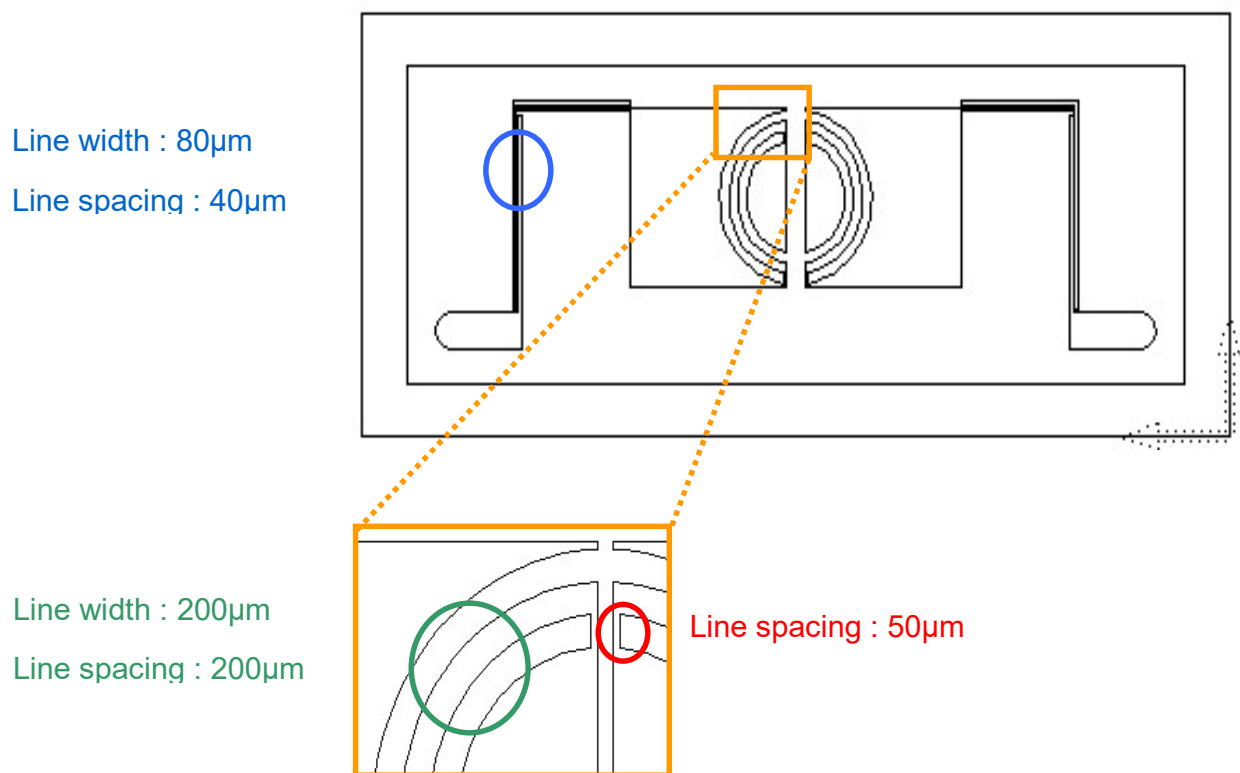


Figura 3.19: Detalle de dimensiones del filtro V2

Las medidas del filtro V3 fueron las siguientes:

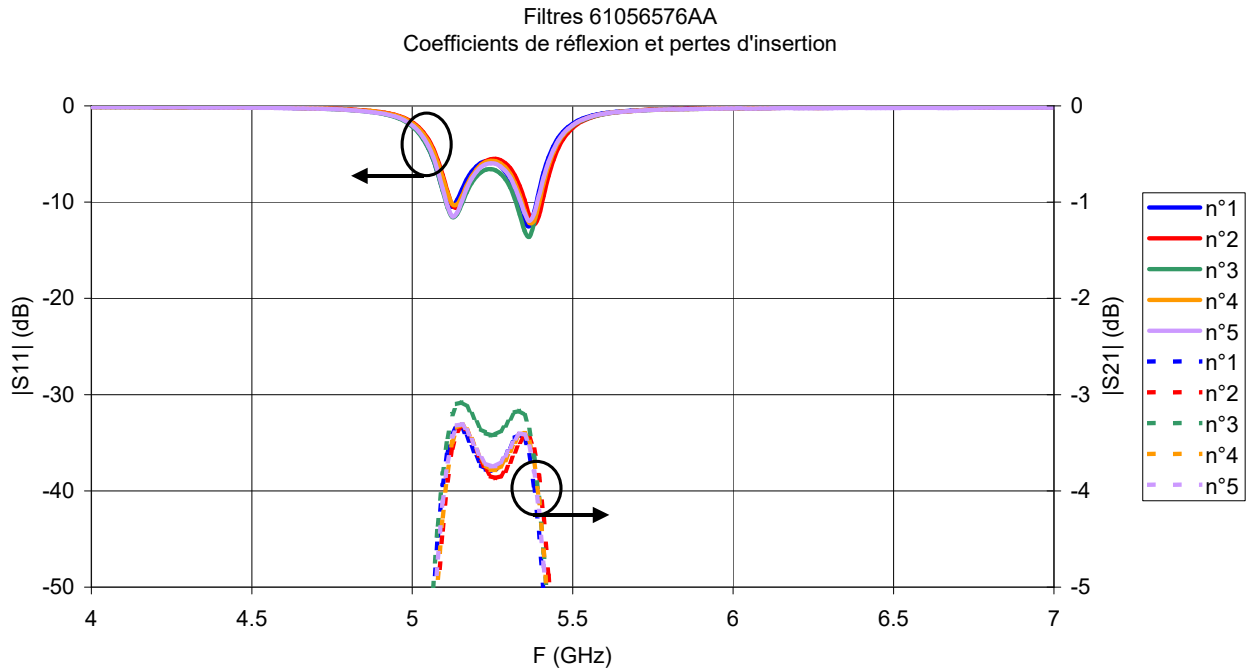


Figura 3.20: Medidas del filtro V3

Mas adelante se presenta un estudio en el que tras una reunion con Thales el 28 de junio de 2007 se realizará unas simulaciones con CST y haciendo uso de puerto coaxial en vez del puerto de guia utilizado en las simulaciones de estos cuatro circuitos.

Medidas del filtro V4:

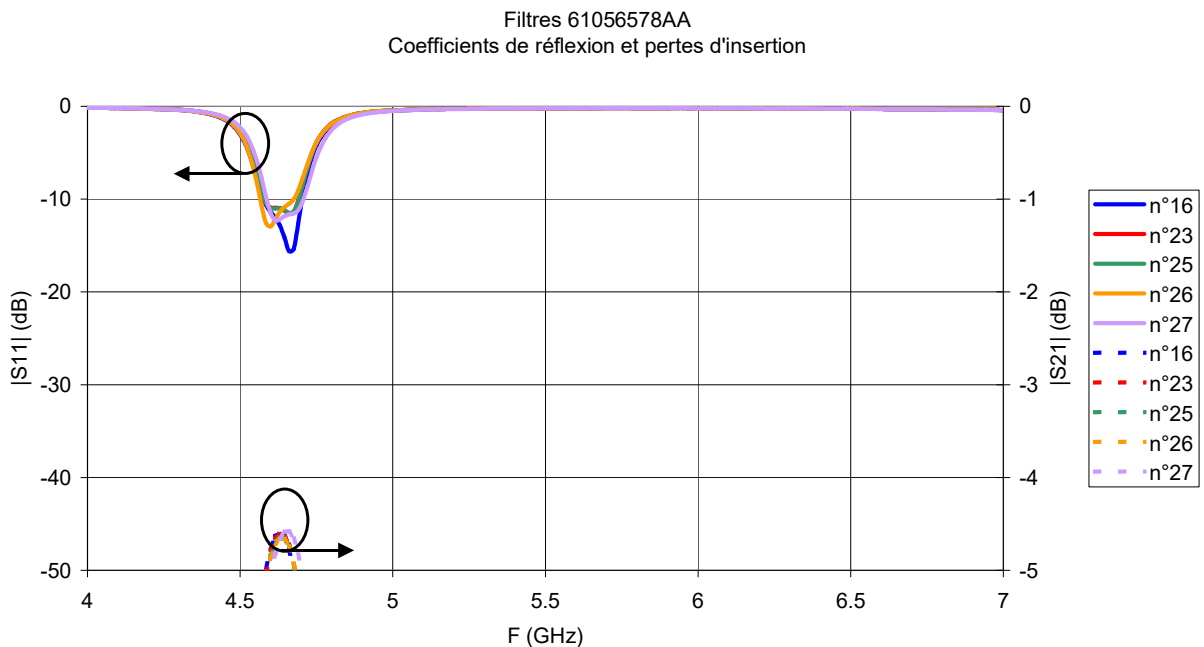


Figura 3.21: Medidas de parámetros [S] del filtro V4

Es el filtro que mayores perdidas de paso presenta entre -4 y -5 dB. Mas adelante en la tesis analizaremos este comportamiento.

Como se ha comentado anteriormente se escogio el filtro V3 para realizar simulaciones con puerto coaxial y observar si la simulación se aproximaba mas a la medida. Las dimensiones del filtro fabricado son:

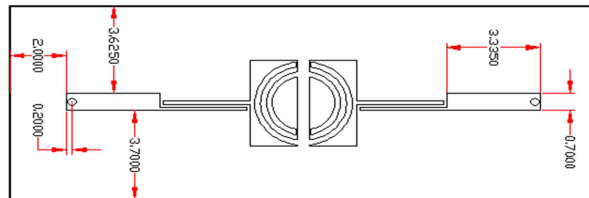


Figura 3.22: Dimensiones en mm del filtro V3

Coax 1

$\epsilon = 1.425$

$z \sim 50\text{ohm}$

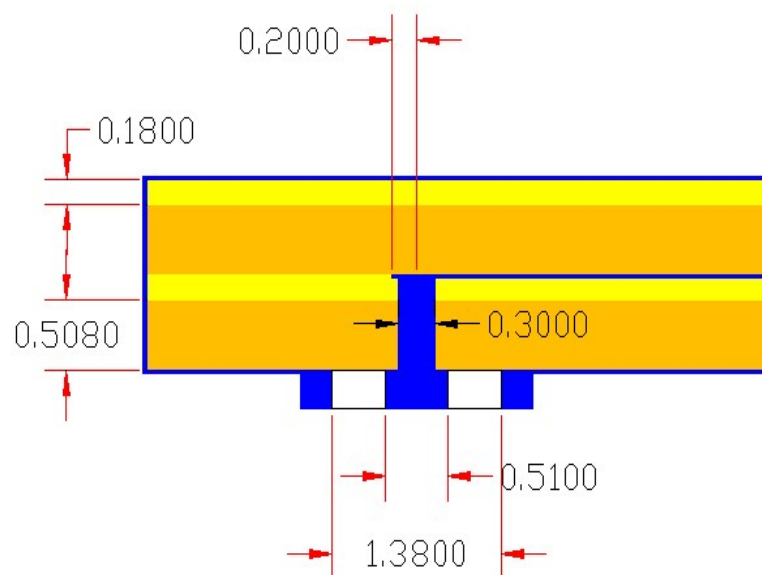


Figura 3.23: Seccion del puerto coaxial de 50 Ω que se utiliza para realizar la simulación.

El puerto es un coaxial con un vivo de 0.51 de diámetro y una epsilon de 1.425. Además de realizar la simulación con puerto coaxial se realizó la simulación con puerto discreto de 50 Ω . Se realizó esta prueba por que en nuestro simulador tenemos implementado la opción de puerto discreto y porque la simulación con puerto coaxial es mucho mas costosa en tiempo.

A continuación, se muestran las graficas comparadas de S11 y S21 de medida y las simulaciones con puerto discreto y puerto coaxial.

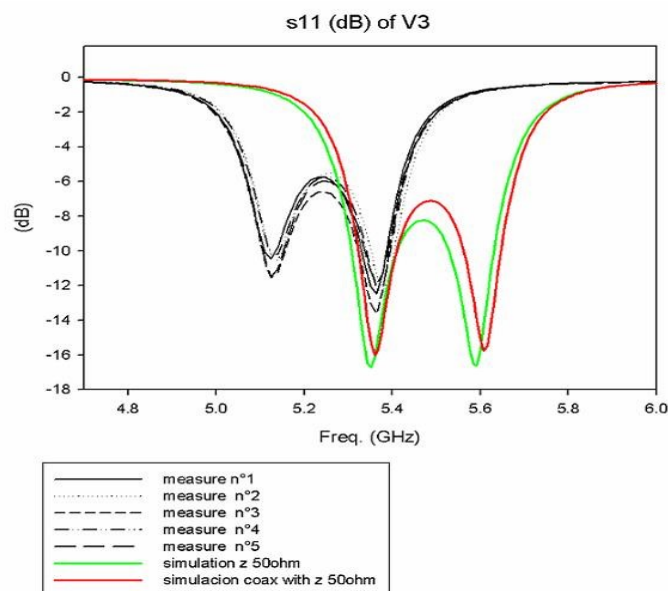


Figura 3.24: Sección del puerto coaxial de 50 Ω que se utiliza para realizar la simulación.

Como se puede apreciar en este caso es suficiente la aproximación de puerto discreto. Otra conclusión muy importante es que si se hubiese realizado el diseño con puerto discreto en vez de puerto guía se hubiese obtenido unos filtros de calidad, es decir con menos pérdidas y mas adaptación.

A continuación, se presentan los filtros para cabecera de satélite de la empresa FAGOR. En estos diseños ya se utilizó el puerto discreto para realizar los diseños.

3.4. Filtro para módulo de cabeza de Satélite de Fagor

Otro ejemplo de filtro desarrollado en base a líneas acopladas y el anillo de Pendry dual con gap es el filtro que se diseñó para Fagor. Este filtro fue introducido en el módulo denominado **FILTRO ACTIVO IFF 6000/IFF8000** cuya descripción aplicación y características aparecen a continuación. Esta es la descripción que nos suministra Fagor Electronica.

Descripción.-

Filtro activo realizado con tecnología “Microstrip” sobre sustrato de constante dieléctrica alta y estable, incorpora un amplificador y un regulador de nivel para el ajuste del nivel de salida.

Dispone de un lazo de salida para la combinación de diferentes filtros

Aplicación.-

En combinación con los conversores de 1ª FI SAT de la gama IFL configura una cabecera de procesamiento de señal de IF SATV para la distribución de servicios de TV SAT sobre la solución de cable único

Características.-

Excelente factor de forma y estabilidad de respuesta por la tecnología de diseño y tipo de sustrato utilizado

En el interior del modulo existe un filtro cuyas características nominales eran las siguientes:

- Banda de paso filtro 1.- 1392 MHz a 1512 MHz
- Banda de paso filtro 2.- 1191 MHz a 1392 MHz
- Rechazo a $F_c \pm 40$ MHz 20 dB ($\rightarrow -0.5$ dB/MHz)

La topología del filtro se muestra en la figura siguiente.

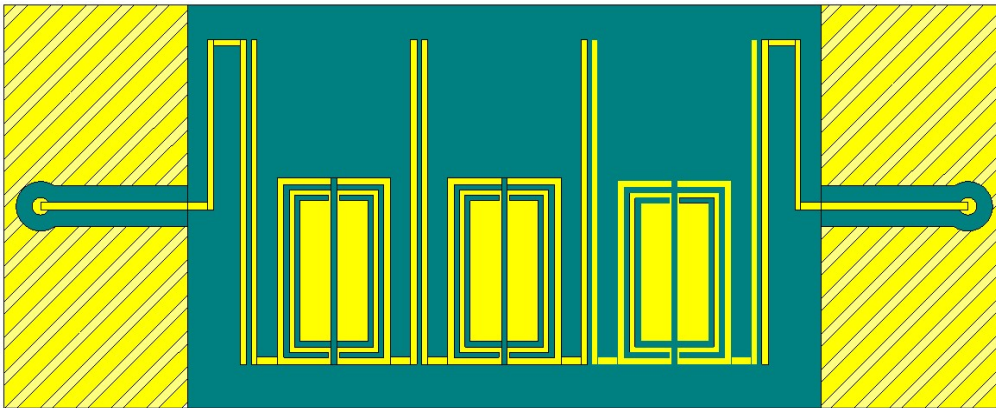


Figura 3.25: Layout del filtro de Fagor.

Con el fin de entender mejor como es su diseño a continuación se añade una foto de uno de los prototipos.

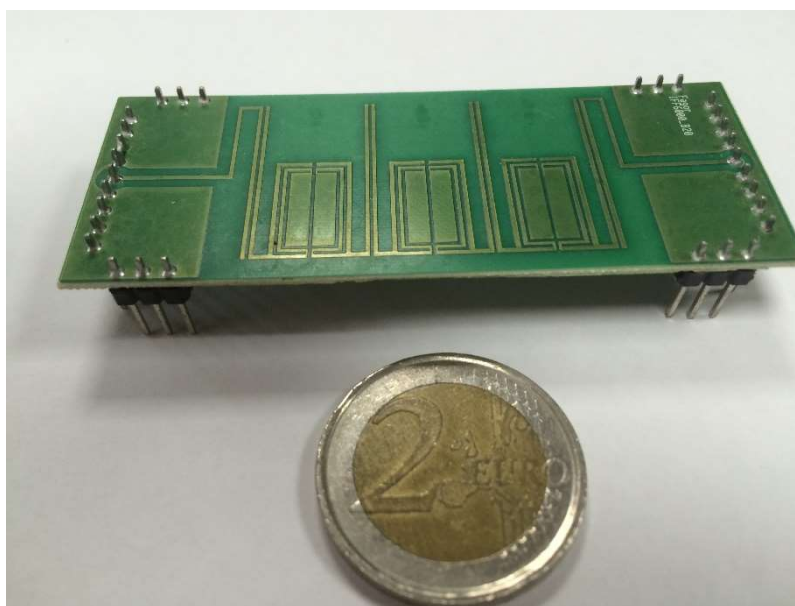


Figura 3.26: Fotografía del filtro pasivo implementado en el modulo de Fagor

Como se puede apreciar tanto en el esquema como en la foto es un filtro compuesto por tres MCSRR unidos por cuatro líneas acopladas. Los pines que se observan en la foto posibilitan soldar el filtro a la placa del **FILTRO ACTIVO IFF 6000/IFF8000**. Dos de los pines se utilizan para entrada y salida del filtro y el resto son pines de masa. El substrato utilizado fue el **ARLON AD 250** con una ϵ_r de 3.38. La placa base de Fagor era FR4

Durante la realización de este trabajo para Fagor fue necesario realizar numerosas pruebas y ensayos tanto de simulación como de fabricación. En la parte de simulación se colaboro estrechamente con la universidad y se realizo una comparativa con otras soluciones, aunque finalmente se instalo en el modulo de Fagor el filtro de la figura 3.26.

Los otros dos diseños que se estudiaron fueron los siguientes:

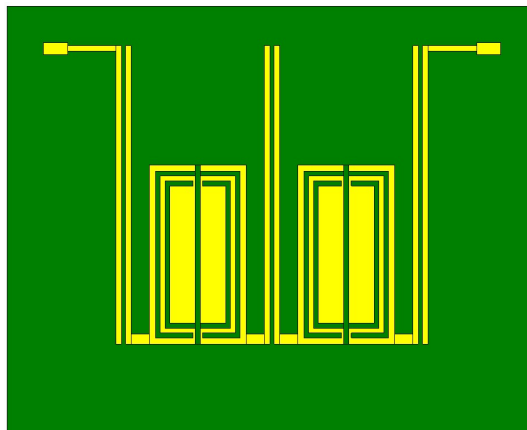


Figura 3.27: Filtro de dos anillos MCSRR unidos por 3 acopladas

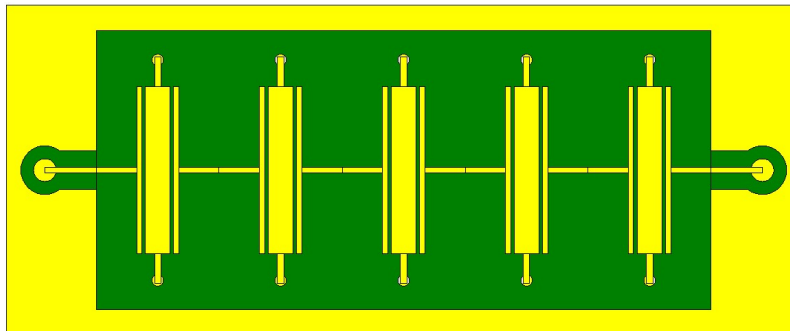


Figura 3.28: Filtro basado en referencia [23]

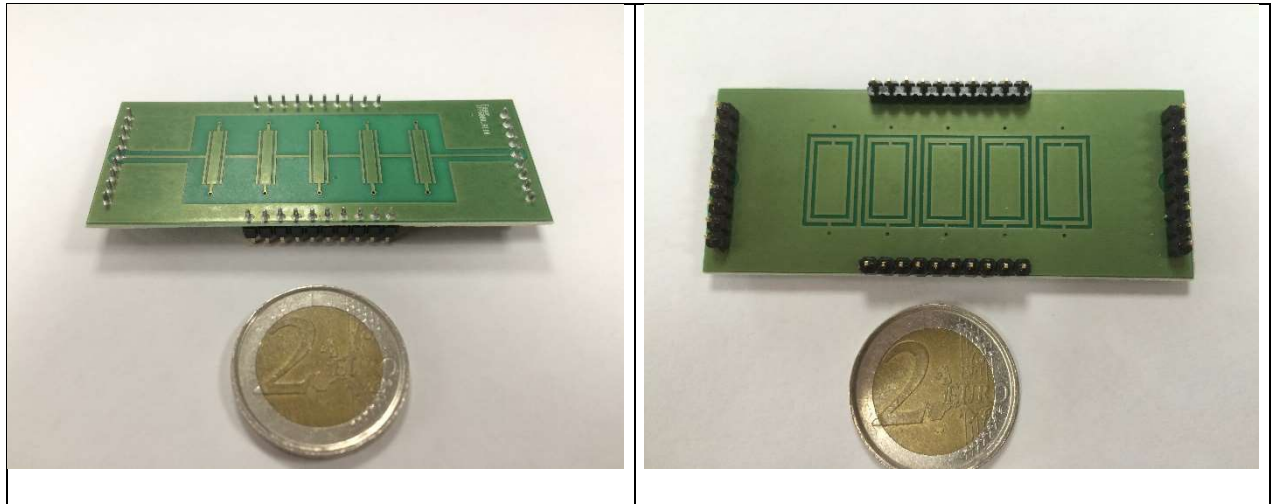
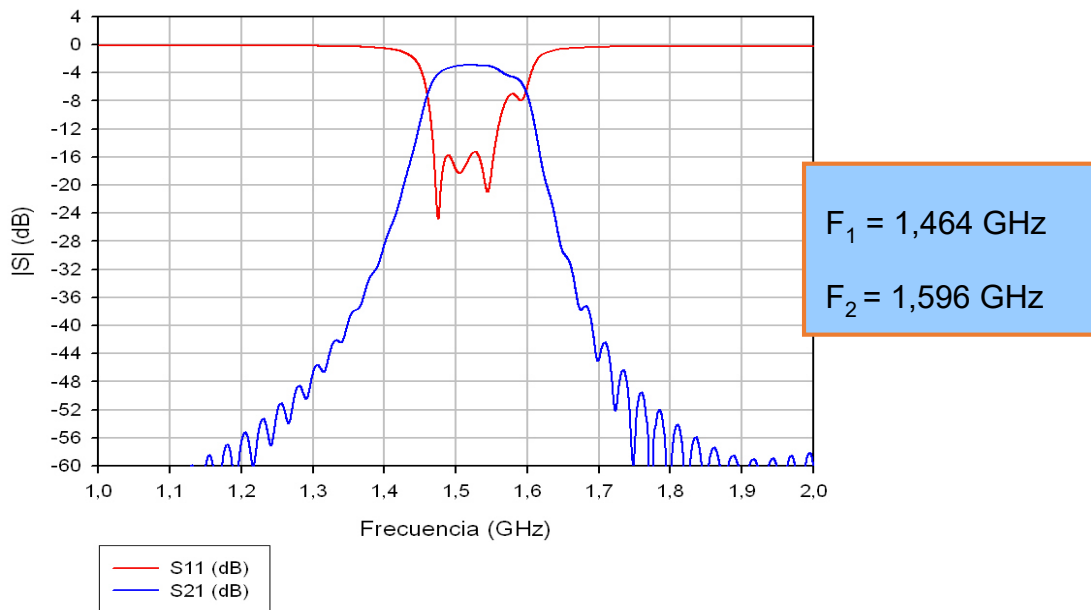


Figura 3.29: Fotografías de plano de señal y plano de masa de filtro basado en referencia [23]

Los resultados obtenidos de simulación fueron los siguientes:

- Para el filtro de dos MCSRR y 3 acopladas.



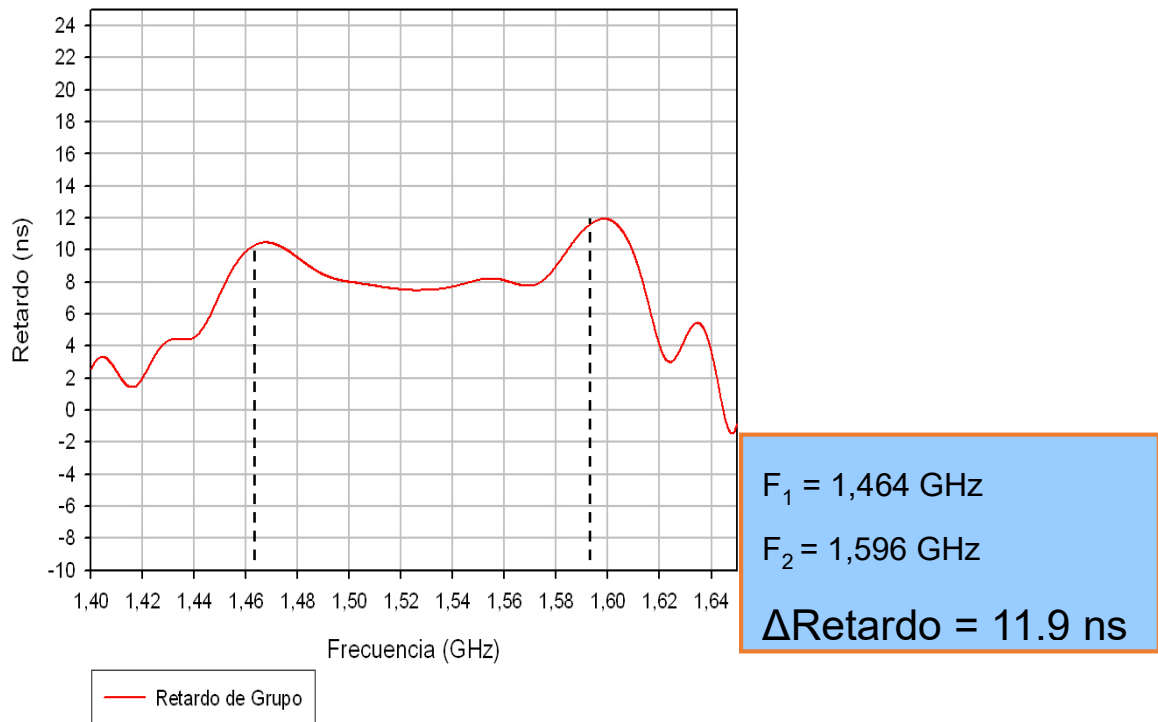
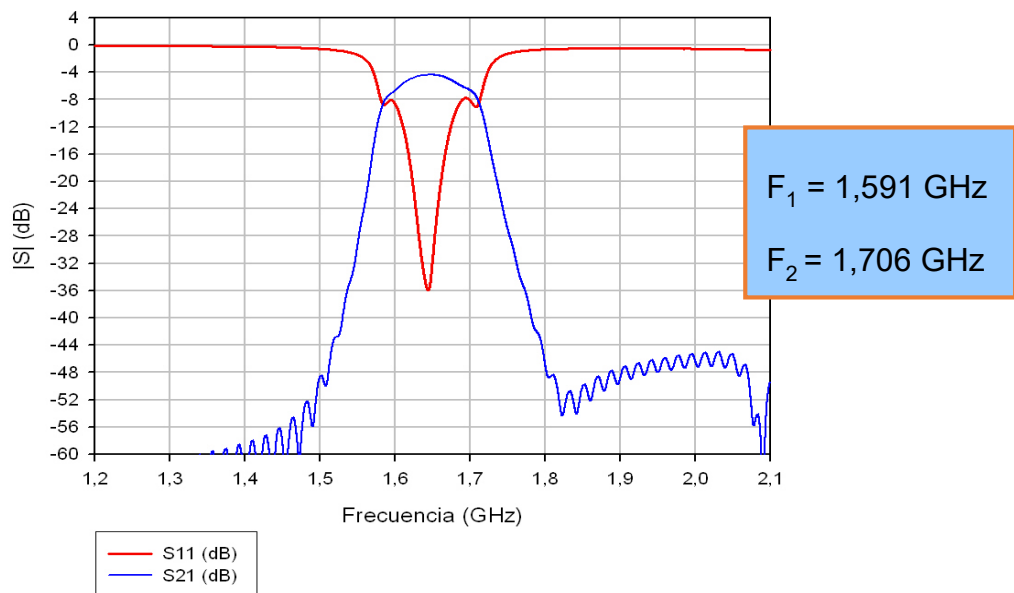
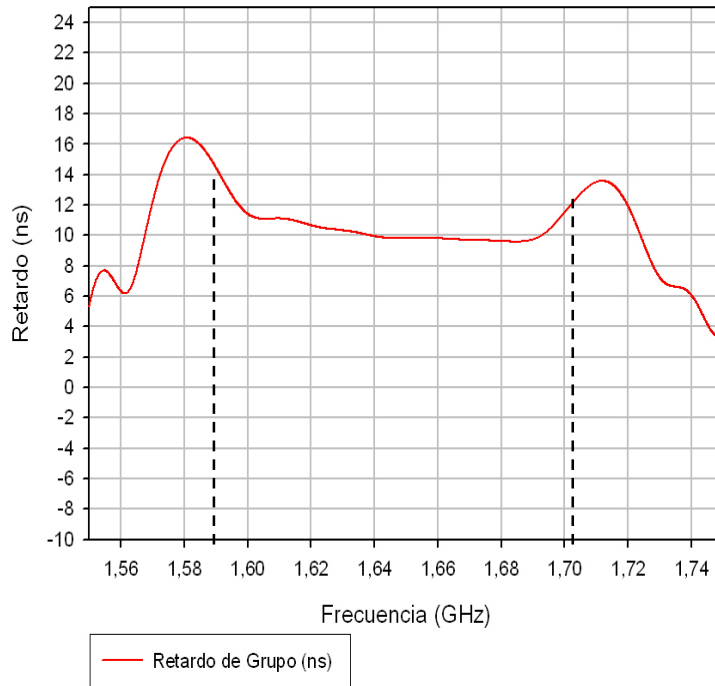


Figura 3.30: Resultados de simulación: parámetros [S] y retardo de grupo del filtro de dos MCSR y 3 acopladas

- Para el filtro de la figura 3.28 y 3.29 de la referencia [23]





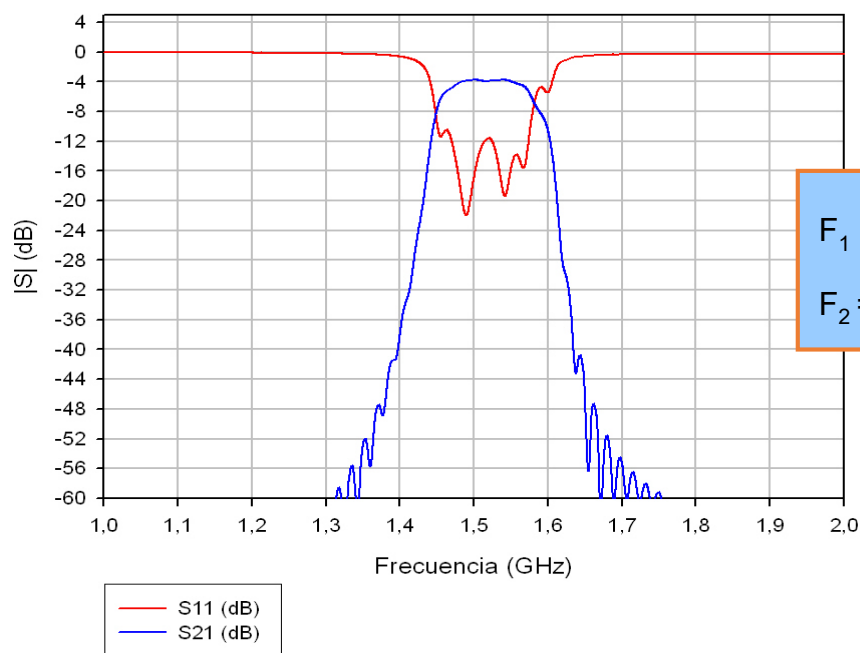
$$F_1 = 1,591 \text{ GHz}$$

$$F_2 = 1,706 \text{ GHz}$$

$$\Delta\text{Retardo} = 14,1 \text{ ns}$$

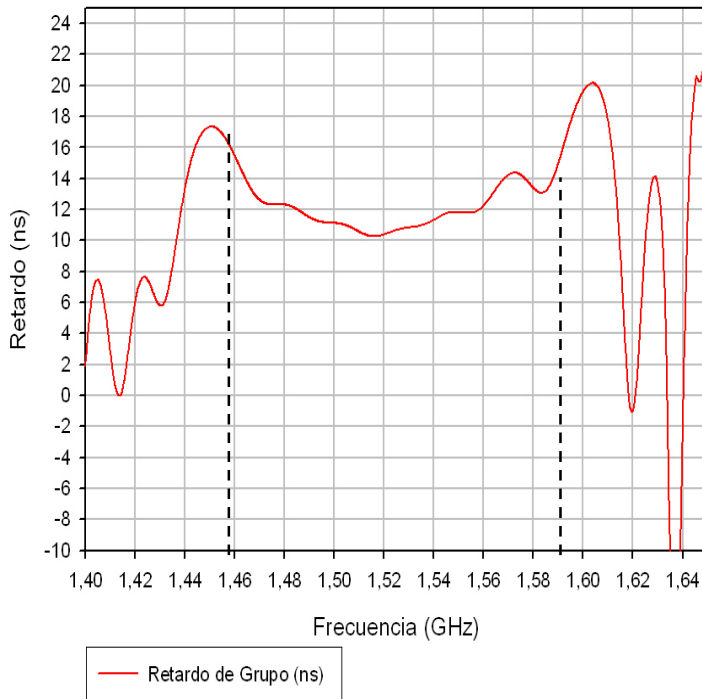
Figura 3.31: Resultados de simulación: parámetros [S] y retardo de grupo del filtro de la figura 3.28 y 3.29

- Para el filtro de la figura 3.26. 3 MCSRR y 4 acopladas:



$$F_1 = 1,455 \text{ GHz}$$

$$F_2 = 1,581 \text{ GHz}$$



$F_1 = 1,455 \text{ GHz}$
 $F_2 = 1,581 \text{ GHz}$
 $\Delta\text{Retardo} = 16,53$

Figura 3.32: Resultados de simulación: parámetros [S] y retardo de grupo del filtro de la figura 3.26

El retardo de grupo en un filtro es proporcional a orden. Además, el retardo de grupo es inversamente proporcional al ancho de banda del filtro.

En nuestro caso, el filtro con menor retardo coincide con el filtro de menor orden (el de dos MCSRR y 3 acopladas) y el de mayor retardo con el de mayor orden. La aplicación para la que se está diseñando el filtro requiere que su orden sea grande (caída de -20dB/40MHz fuera de la banda). Por lo tanto, a la hora de diseñar existe un compromiso entre el retardo de grupo y el orden del filtro. Finalmente fue seleccionado el filtro de la figura 3.26

A continuación, se muestran las medidas realizadas por Fagor del filtro de la figura 3.26

Última Versión IFF6000.

Fecha marcada panel 27-08 (semana del 1 al 4 julio)

Panel con 5 placas y 3 tipos de placa. IFF6000_1B(1), IFF6000_2B(3) y IFF6000_3B(1).

Se prueba una placa 2B con el siguiente resultado:

Parámetros que tiene que cumplir:	Parámetros medidos a la muestra 2B:
Banda de paso: 1392 a 1512MHz	Banda de paso: Parece OK . Pendiente marcar tolerancias.
Rechazo a ± 40 MHz de 20dB	Rechazo a ± 40 MHz OK
Pérdidas de paso, típico 6dB y max. 10dB	Pérdidas de paso OK
Rizado en banda de 3 dB.	Rizado en banda del orden de 5dB.

A continuación, se dan 4 gráficas del mismo filtro, con distintos Span y escalas.

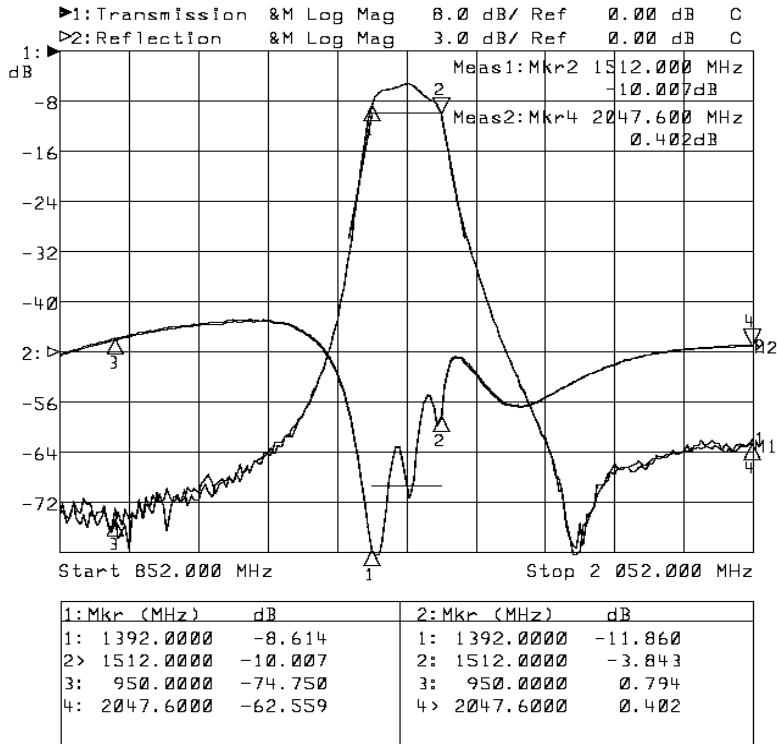


Figura 3.33: SPAN analizador de redes de 1200MHz y escala vertical transmisión 8dB/ y reflexión 3dB/

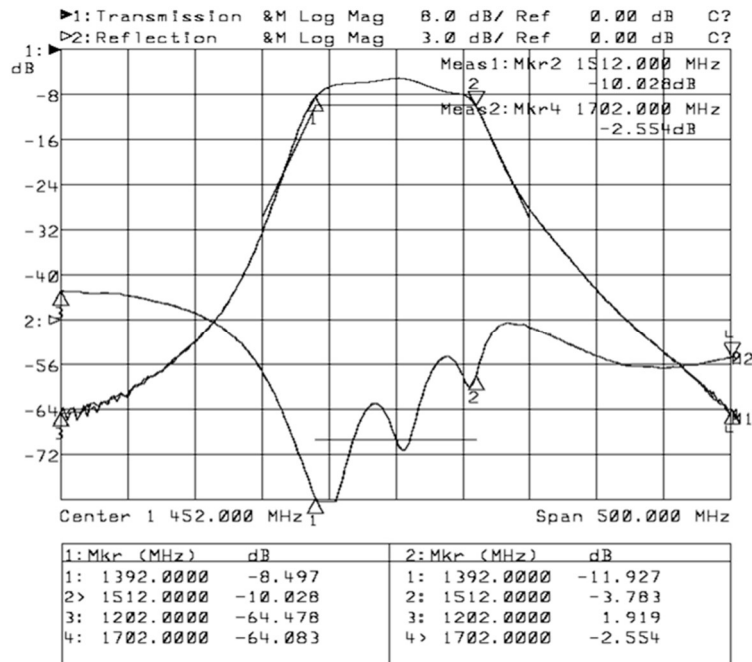


Figura 3.34: SPAN analizador de redes de 500 MHz y escala vertical transmisión 8dB/ y reflexión 3dB/

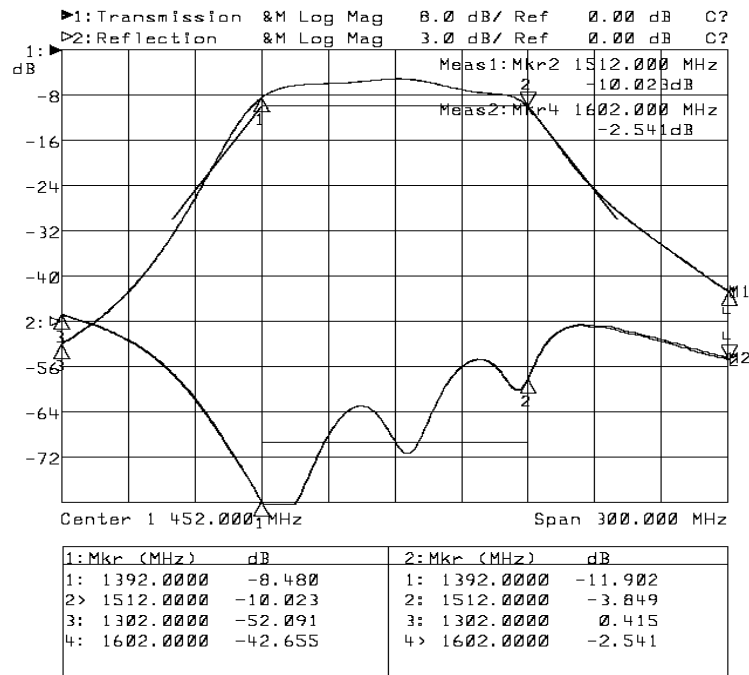


Figura 3.35: SPAN analizador de redes de 300 MHz y escala vertical transmisión 8dB/ y reflexión 3dB/

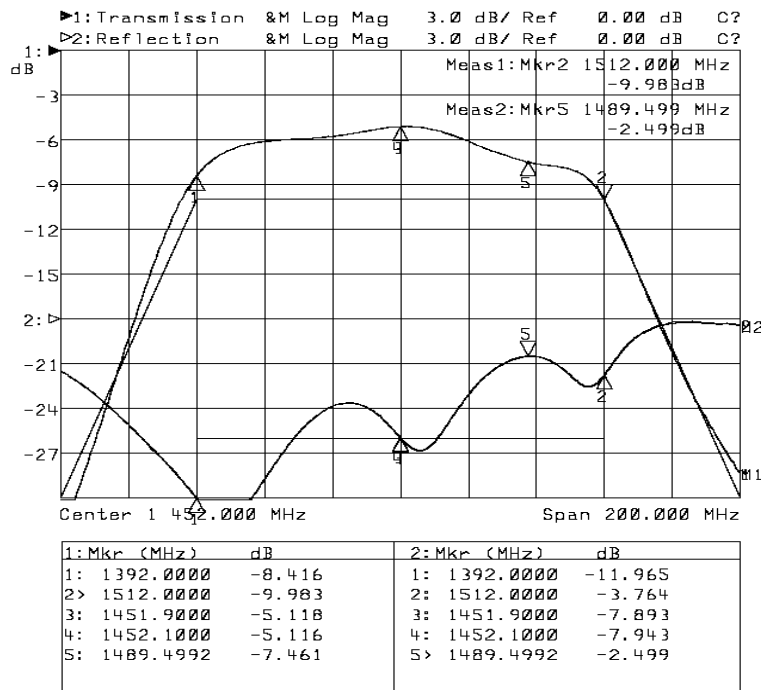


Figura 3.36: SPAN analizador de redes de 200MHz y escala vertical transmisión 3dB/ y reflexión 3dB/

3.5. Circuladores

El diseño de circuladores multicapa en tecnología PCB fueron desarrollados durante los proyectos IDEATA y METAFER. A continuación, se presentan los informes finales.

3.5.1. Trabajo y resultados obtenidos en el proyecto IDEATA

3.5.1.1. INTRODUCCION. RESUMEN TÉCNICO

Dentro del consorcio formado para el proyecto IDEATA se ha buscado afianzar el conocimiento necesario para desarrollar antenas activas de tipo “phased array” con una estructura de apilamiento conocida como “Tile”. El estudio se cierra con la fabricación de una serie de prototipos medibles de esta clase de antenas. Uno de los elementos clave en el desarrollo de mejoras de la antena prevista es su etapa de circulación, para la cual se demandan circuladores actualmente no presentes en el mercado, que sean compatibles con el sistema integrado de la propia antena, miniaturizados y de altas prestaciones electromagnéticas. Dentro del consorcio se han fijado especificaciones para estos dispositivos que han sido el objetivo final de desarrollo para Conatel en el ámbito del proyecto.

Con el propósito de cumplir los requisitos del trabajo, desde Conatel se han planteado y validado una serie de vías de desarrollo demostrando que mejoran las prestaciones de un circulador convencional:

- Evaluación satisfactoria mediante simulación y fabricación de prototipos de técnicas novedosas de configuración multicapa, con inserciones de material ferrimagnético en composites metalo-dieléctricos. Implementaciones que facilitan la integración del dispositivo en la antena y proporcionan mayor grado de diseño.
- Con la valoración positiva de técnicas metamaterial (MTM) se ha logrado finalmente:
 - Incluir en el circulador funcionalidad de filtrado de señal sin penalización del tamaño. Hecho constatado en simulación y con la fabricación de prototipos factibles.
 - Efectuar miniaturización respecto a un circulador convencional. Esta propiedad se ha validado en simulación, sin embargo, la fabricación de prototipos queda circunscrita a líneas futuras de trabajo.

La labor realizada para la consecución del proyecto se ha planificado en dos etapas diferenciadas:

- Selección y evaluación de distintas tecnologías, con la posterior fabricación de una primera etapa de prototipo.
- Estudio del prototipo previo, reajuste de los diseños, fabricación y evaluación de una segunda etapa de prototipo.

Las dos etapas anteriores han sido convenientemente redistribuidas en las siguientes actividades:

- **Actividad 1:** ha consistido en efectuar una búsqueda y selección previa de las topologías necesarias para la consecución del proyecto, documentándolas con vistas a obtener prototipos finales que cumplan las especificaciones fijadas por el consorcio de IDEATA.
- **Actividad 2:** se realiza una evaluación completa de las topologías propuestas en la actividad anterior, acompañado de un exhaustivo estudio en simulación de su aplicación directa al diseño de circuladores factibles para el proyecto IDEATA.
- **Actividad 3:** se ha procedido al diseño y fabricación de la primera etapa de prototipos.
- **Actividad 4:** el trabajo realizado es similar al presente en las actividades anteriores, con el objetivo de obtener prototipos de circulador reajustados que se aproximen en la medida de lo posible a las especificaciones fijadas por el consorcio. Se puede segmentar a su vez en tres fases:
 - Análisis de las medidas de los prototipos fabricados en la actividad 3.
 - Reajuste de diseños y toma de decisión para cumplir especificaciones. Fabricación de segunda etapa de prototipos.
 - Análisis de las medidas de los prototipos de la segunda etapa de prototipado, obteniendo finalmente circuladores que cumplen especificaciones electromagnéticas, de integración y en su mayor parte de dimensiones.

El resultado final del proyecto IDEATA ha sido la obtención de prototipos de circulador no comercializable que cumplen la mayor parte de las especificaciones fijadas por el consorcio. Validando la tecnología aplicada para el desarrollo de dispositivos circuladores de microondas de altas prestaciones.

3.5.1.2. OBJETIVOS DEL PROYECTO

El objetivo general del consorcio en el proyecto IDEATA es el desarrollo de antenas activas de bajo coste en la topología comúnmente denominada “phased array” o matriz de antenas en fase.

En el diseño de las antenas que son objeto del marco global del proyecto IDEATA, se tiene una arquitectura de apilamiento (Tile) de capas con distintas funcionalidades eléctricas en cada una de ellas, que en conjunto conforma un mosaico de unidades radiantes adyacentes. En el apilamiento los distintos niveles son verticalmente interconectados (usando técnicas multicapa), mientras que dentro de cada nivel sólo se consideran conexiones planas.

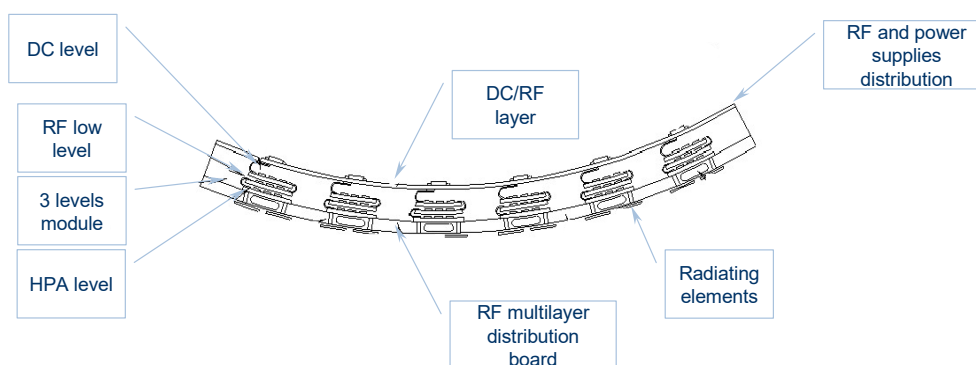


Figura 3.37.- “Active Phased Array” en arquitectura de tipo “Tile”.

Uno de los componentes clave de este sistema de antena integrada es el circulador de microondas. El proyecto IDEATA demanda requerimientos sobre el circulador en términos de tamaño geométrico, integrabilidad, así como altas prestaciones en el rango de las microondas. Dependiendo de cómo se configure finalmente la red de interconexión de microondas, las funciones de circulación tendrán que ser integradas en la estructura en lugar de utilizar circuladores independientes, para lo cual se pueden emplear técnicas de metamaterial o bien desarrollar dispositivos con nuevos tipos de ferrita para microondas.

Dispositivos cuyas prestaciones cumplan las especificaciones propuestas en el proyecto, relativo al nivel de integración en la estructura de la antena planteada principalmente, no han sido desarrollados aún en la industria, lo que significa que el diseño de circulación es una parte muy innovadora y desafiante del proyecto IDEATA.

Para alcanzar costes abordables en aplicaciones comerciales, se han de desarrollar nuevas tecnologías innovadoras, y es objetivo dentro del proyecto obtener nuevos circuladores de microondas que cumplan las especificaciones impuestas en IDEATA.

Objetivos específicos dentro del proyecto son:

- **Estudiar y Desarrollar nuevas topologías de Circuladores** de microondas de tal forma que:
 - Sean capaces de integrarse fácilmente en las Antenas diseñadas en el IDEATA.
 - Que hagan uso de técnicas metamaterial (MTM) para mejorar prestaciones. Con dos objetivos principales: minimizar el tamaño del circulador y añadir funcionalidad de filtrado de señal.
 - Las acciones llevadas a cabo para la consecución de estos objetivos se detallan en la descripción de la actividad 1 del punto 3.5.1.3 de esta memoria.
- **Modelar y Simular electromagnéticamente** dichos componentes optimizando sus características funcionales. Se pretenden evaluar las nuevas topologías mencionadas en el punto anterior. Las acciones llevadas a cabo para la consecución de estos objetivos se detallan en la descripción de la actividad 2 y la actividad 4 del punto 3.5.1.4 y 3.5.1.6 de esta memoria.
- **Diseñar los prototipos** no comercializables de dichos Circuladores, compatibles con el prototipo funcional resultado del proyecto IDEATA, minimizando sus tamaños, validando y optimizando sus Modelos. Se pretende demostrar la viabilidad a las nuevas topologías objeto de estudio. Las acciones llevadas a cabo para la consecución de estos objetivos se detallan en la descripción de la actividad 2 y la actividad 4 del punto 3.5.1.4 y 3.5.1.6 de esta memoria.
- **Investigar y utilizar procesos de fabricación novedosos**, relativos a técnicas de inserción de nuevas ferritas en estructuras multicapa de dieléctricos, considerando para ello materiales plásticos y polímeros, obteniendo costes de fabricación mínimos y un nivel alto de integración que facilite procesos de industrialización. Las acciones llevadas a cabo para la consecución de estos objetivos se detallan en la descripción de las actividades 1 a 4.

3.5.1.3. Actividad 1: Estudio de las Topologías (Diseño de la arquitectura):

En base a las especificaciones fijadas por el consorcio en el proyecto IDEATA para el dispositivo (ver figura 3.38 y tabla 1), en esta actividad se han valorado diferentes topologías y materiales que constituirán el circulator a desarrollar.

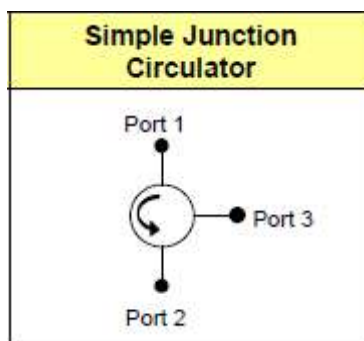


Figura 3.38.- Diagrama de bloques eléctrico.

Descripción	Valores	
Frecuencia central	9,5GHz	
Ancho de banda frecuencial	10-20%	
Pérdidas de inserción	1 toward 2	< 0,5dB
	2 toward 3	< 0,5dB
	3 toward 1	< 0,5dB
VSWR	< 1,4:1 en todo acceso RF	
Aislamiento RF	1 toward 3	> 15dB
	3 toward 2	> 15dB
	2 toward 1	> 15dB
Máxima potencia de entrada (Modo onda continua)	1 toward 2	2W CW
	2 toward 3	2W CW
	3 toward 1	2W CW
Máxima potencia de entrada (Modo pulsado) (Sin degradación de prestaciones durante el pulso)	1 toward 2	20W peak / 10% duty cycle
	2 toward 3	20W peak / 10% duty cycle
	3 toward 1	20W peak / 10% duty cycle
Rango de Temperatura de Operación	-35°C / +9 5°C	
Rango de Temperatura de almacenamiento	-55°C / +95°C	
Máximo tamaño del componente	6mm x 6mm	
Altura del componente	0,5mm a 1,5mm	

Tabla 1.- Requerimientos eléctricos preliminares para el circulator.

El resonador magnético que compone el núcleo del circulator debe ser adecuado para integrarse en tecnología microstrip, y posibilitar el cumplimiento de las especificaciones detalladas en la tabla 1. Para este proyecto se han seleccionado estructuras constituidas de un disco en el plano

de pista de señal sobre el plano de masa propio de la guíaonda de entrada y salida, separados ambos por un composite metalo-dieléctrico + material ferrimagnético, ver figura 3.39.

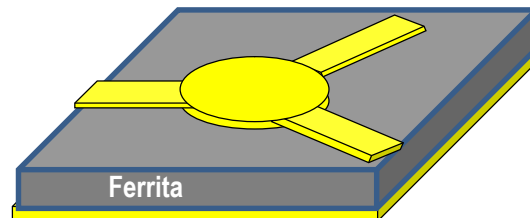


Figura 3.39.- Circulador en tecnología microstrip.

Todos los circuladores sobre los que se ha trabajado son del tipo unión Y, en donde para el disco en la pista de señal se seleccionarán dos morfologías de amplio uso en el diseño de circuladores de microondas, reflejados en la figura 3.40. La primera morfología, en adelante “circulador de disco”, es la estructura más básica en tecnología microstrip, típicamente con gran ancho de banda y bajas pérdidas de inserción, la segunda morfología, en adelante “circulador de asterisco”, presenta prestaciones similares con una leve penalización en el ancho de banda.

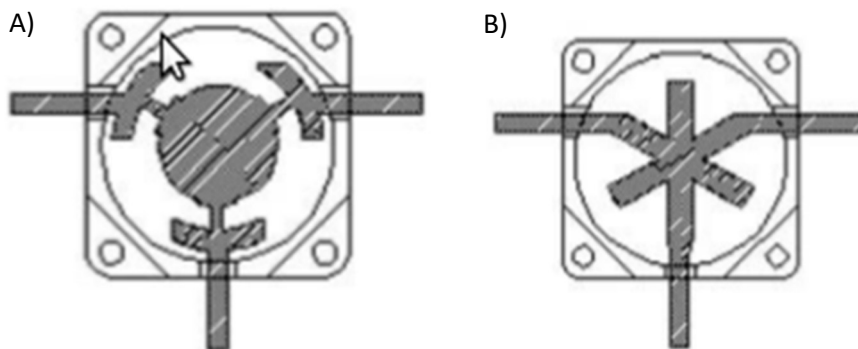


Figura 3.40.- Topologías básicas de circuladores de microondas que serán objeto del trabajo dentro del proyecto. A) Morfología de disco, B) Morfología de asterisco.

Con objeto de solventar tanto los problemas de industrialización, como relajar los límites propios de los componentes actuales del mercado, se va a introducir una técnica de diseño basada en la integración del material ferrimagnético en placa de circuito impreso (figura 3.41), proporcionando mayor grado de libertad de diseño, compatible con los estándares de fabricación actuales, y de mínimo coste.

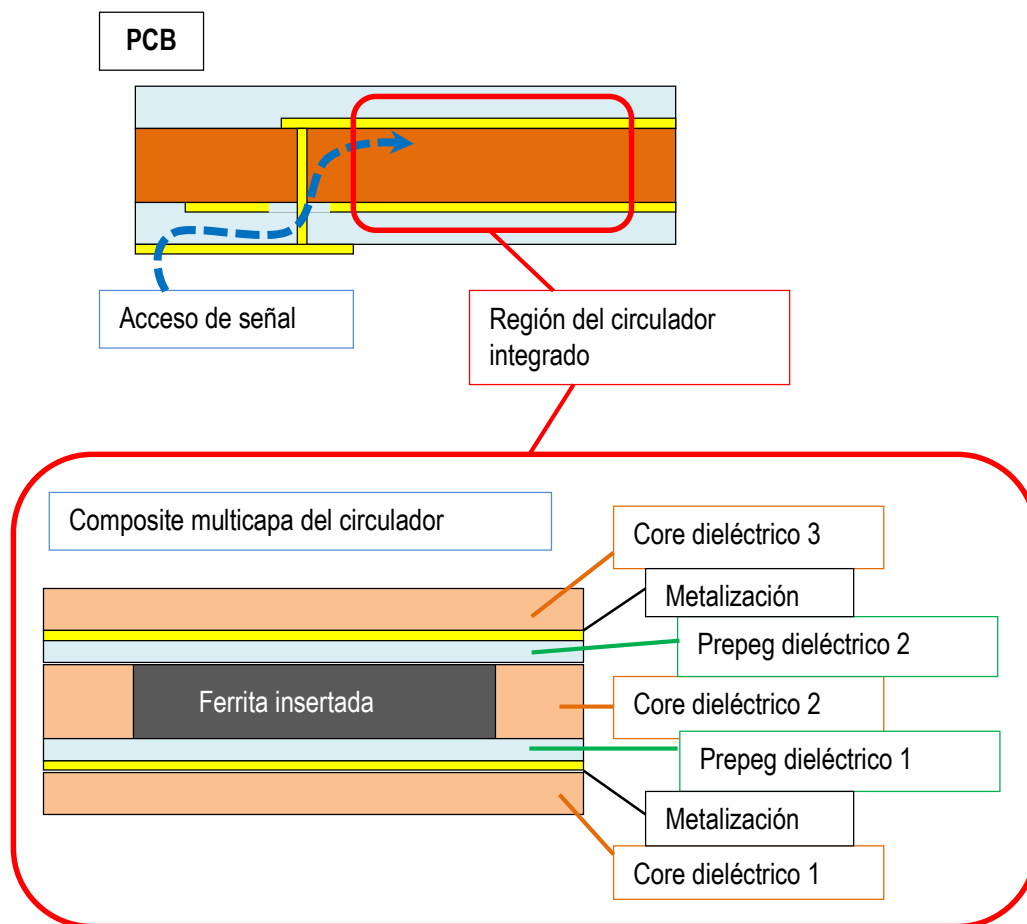


Figura 3.41.- Esquema básico del diseño multicapa de un circulator integrado en placa, con vista de la etapa de acceso y de los niveles de un composite metalo-dieléctrico + ferrita.

Primeramente, se seleccionará un composite metalo-dieléctrico con inclusión de ferritas que faciliten la obtención de las especificaciones determinadas por el IDEATA. Con esta estructura multicapa se desarrollarán circulatorios de base desde las morfologías antes mencionadas que sean compatibles con dichas especificaciones.

Los requisitos del diseño de la multicapa a tener en cuenta han sido los siguientes:

- Facilitar la inclusión del circulator en la antena prototipo final del IDEATA.
- Proporcionar mayor grado de libertad de diseño y evaluar el porcentaje de ferrita necesario en el interior del dispositivo.
- Facilitar la inclusión de tecnología MTM.

Para la selección del núcleo dieléctrico de la multicapa se ha tenido en cuenta la preferencia del miembro del consorcio y usuario final THALES Systèmes Aéroportés, con lo cual dentro de la gama de productos Rogers Corporation se ha optado por dos configuraciones:

- **Configuración RO3010:** Core RO3010 y prepeg RO4450F. De mayor coste, pero mejores prestaciones de cara a obtener un dispositivo de menores dimensiones.
- **Configuración RO4360:** Core RO4360 y prepeg RO4450F. De menor coste, pero sus características eléctricas reducen las prestaciones del dispositivo, reduciendo su capacidad de miniaturización.

Ambas configuraciones serán evaluadas mediante simulación en una primera fase de la actividad 2, para efectuar una selección previa a la fabricación de la actividad 3 en base al coste y a sus prestaciones eléctricas.

La **aplicación de técnicas metamaterial (MTM)**, posibilitan mejorar las prestaciones tanto de adaptación y aislamiento del dispositivo como la dotación de capacidades extra de filtrado de señal. La selección de la tecnología a aplicar persigue los siguientes objetivos:

- **Inclusión de partículas resonantes sub-lambda para filtrado de señal** a frecuencias concretas dentro del ancho de banda de operación del dispositivo.
- **Inclusión de partículas de tipo slot** que modifiquen la morfología del resonador magnético central del circulador, permitiendo modificar la adaptación (facilitar la transferencia de potencia) del resonador y cierto grado de miniaturización del mismo.

Relativo a la utilización de técnicas MTM en el diseño del circulador para incluir funcionalidades de filtrado, dentro del proyecto en Conatel se ha optado por la inserción de partículas resonantes metalo-dieléctricas, tales como el comúnmente conocido como **SRR (Split-Ring Resonator)**, en el composite de material metalo-dieléctrico y material ferrimagnético.

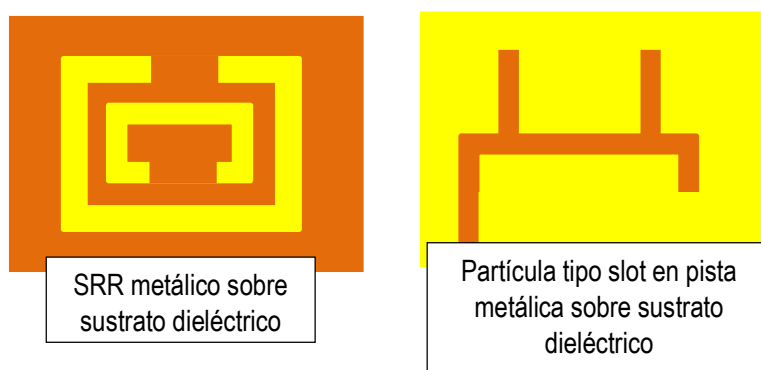


Figura 3.42.- Ejemplos de partículas empleadas en la inclusión de Diferentes técnicas MTM en el diseño del circulador

Desde los trabajos de estudio y evaluación de las diferentes técnicas y topologías seleccionadas para el diseño del circulador se han extraído una serie de requisitos electromagnéticos que la ferrita debe cumplir. Con esta información se ha colaborado con el miembro del consorcio TKI Ferrite en la selección del material ferrimagnético más adecuado para el proyecto. Finalmente, TKI Ferrite ha sido el encargado de suministrar dicho material cuyas características vienen reflejadas en la siguiente tabla:

Ferrita	Y-71 (Gd-substituted YIG)
$4\pi M_s$ (G)	1780
ΔH (Oe)	60
$tg\delta$ ($\times 10^{-4}$)	< 10
ϵ	15,7
Landé factor	2,0

Tabla 2.- Características electromagnéticas de la ferrita.

El magneto empleado para excitar adecuadamente la ferrita también ha sido seleccionado y suministrado por TKI Ferrite, siendo del tipo **Recoma 26 de Arnold Magnetic Technologies Corporation**, con campo coercitivo de 8000 Oe, punto Curie máximo de 750°C, y temperatura máxima de operación de 350°C.

El resultado entregable de esta actividad es un Informe completo de posibles Topologías y Materiales más indicados para el trabajo de diseño de circuladores de microondas que cumplan las especificaciones fijadas en IDEATA.

3.5.1.4. Actividad 2: Modelado y Simulación – Caracterización

Este paquete de trabajo representa el núcleo del proyecto donde se desarrollará el Modelado de los Circuladores necesarios en base al Informe anterior, simulando y caracterizando los mismos.

Para esta actividad se ha empleado la herramienta de simulación electromagnética en entorno de computación paralela (TSolver, propiedad de TAFCO Metawireless S.L.), que ha sido dotada con la capacidad para emular material ferrimagnético, permitiendo abordar con agilidad todos los trabajos de diseño y ajuste asociados a esta actividad (figura 3.43).

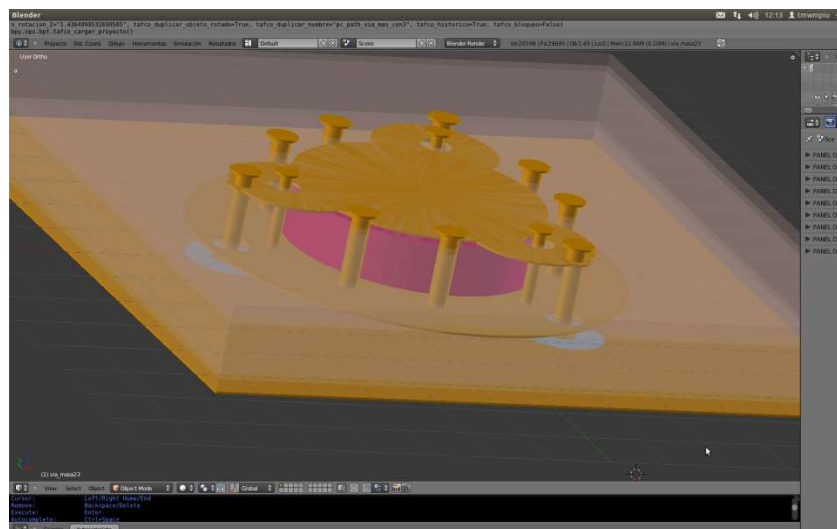


Figura 3.43.- TSolver, simulador electromagnético propietario de TAFCO Metawireless S.L.

En una primera etapa de esta actividad se evalúan mediante simulación una serie de estructuras preliminares, todas ellas basadas en la implementación de multicapa con ferrita insertada prevista en la actividad 1, en donde los diseños se realizan a partir de un layout multicapa de circuito impreso. Para abordar el estudio se prevé que en el prototipo final el magneto excite desde el exterior de la multicapa a la ferrita, provocando el efecto girotrópico deseado para el circulador y tenido en cuenta en la simulación.

Se utiliza un modelo matemático de girotrópía que sirve para emular dentro del simulador el efecto de la ferrita, cuyos parámetros de caracterización son los correspondientes físicos descriptivos de dicho material, reflejados en la tabla tab2. El valor de campo H, llamado de polarización, que llegará a la ferrita inducido por el magneto en el prototipo final, se ha de estimar en función de la capacidad de dicho magneto. Para las simulaciones se ha estimado el campo H de polarización en 1300Oe. La selección del magneto y sus dimensiones deberán asegurar dicho campo H en la ferrita.

Se estudian en simulación las dos morfologías de circulador presentadas en la actividad 1, circulador de disco y de asterisco, ambas en los dos tipos de composite propuestos, configuración RO3010 y configuración RO4360.

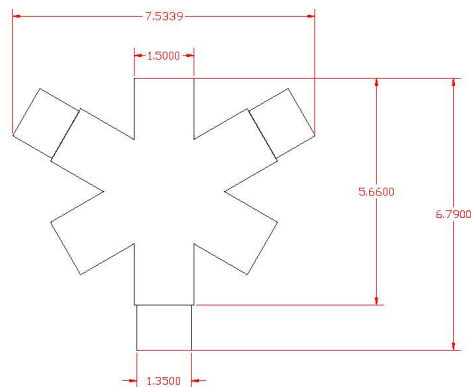


Figura 3.44.- Simulación de circulador asterisco en configuración RO4360.

Las simulaciones muestran que el circulador de asterisco presenta cierta facilidad de adaptación, para la cual se planifican accesos directos de tipo microstrip con salto de impedancia. Sin embargo, la morfología de tipo disco requiere un estudio más profundo de la etapa previa de adaptación de impedancias a la pista microstrip de entrada.

Con una primera aproximación al problema de la morfología de disco, en Conatel se opta por incluir una etapa simple de líneas acopladas en la fase de acceso, esto facilita la adaptación de impedancias. A su vez las acopladas constituyen una unidad de filtrado en sí mismas, lo cual permite reducir las componentes frecuenciales fuera del rango de acción del circulador. La contrapartida para este tipo de accesos, confirmada en simulación, es un incremento de las pérdidas de inserción, con penalización en el paso de señal estimada en 1-2dB.

En la siguiente figura se tiene un ejemplo de circulador de disco con líneas acopladas en sus accesos.

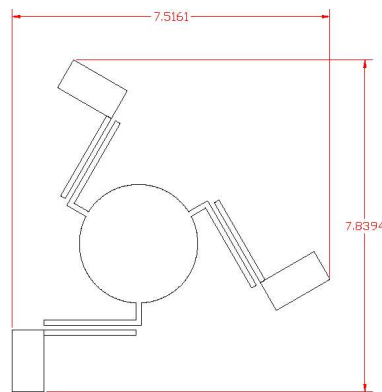


Figura 3.45.- Circulador de disco y líneas acopladas.

Una vez planteada la implementación práctica de las dos morfologías en estudio para el circulador, en una segunda fase se procede a estudiar la incorporación de técnicas MTM siguiendo las dos líneas propuestas en la actividad 1:

- **Incorporar filtrado de señal** con la inserción de partículas resonantes SRR.
- **Miniaturizar el circulador y modificar la adaptación** de impedancias con la inserción de partículas de tipo slot.

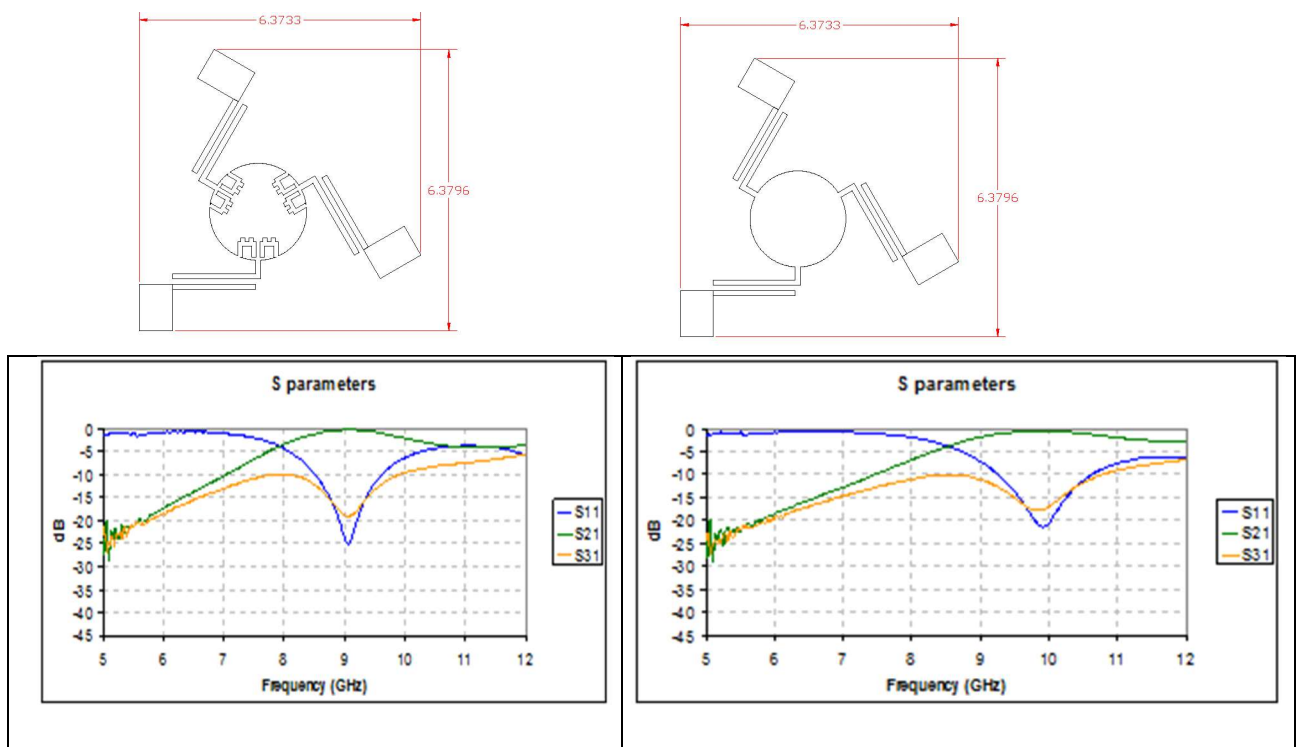


Figura 3.46.-Comparativa de circulador con y sin presencia de partícula slot.

En la figura figura 3.46 se puede apreciar cómo la incorporación de partículas de tipo slot en un circulador diseñado con la configuración RO3010 desplaza el punto de máxima adaptación a más baja frecuencia, con lo que se obtiene una repuesta similar a la que tendría un circulador de

mayor tamaño. Sin embargo, estas partículas son altamente sensibles a excitar modos resonantes que inhabilitan la miniaturización, actuando a su vez como elementos de filtrado, de forma análoga a la que se lograría con elementos SRR. Tanto la presencia conductora del magneto si se coloca en proximidad por la parte superior del dispositivo, como el cambiar a la configuración multicapa RO4360 dificulta y/o imposibilita el efecto de miniaturización de algunas de estas partículas.

En paralelo al trabajo con partículas de tipo slot, la figura figura 3.47 refleja un ejemplo de la incorporación más factible y directa de partículas SRR en el circulator de tipo disco. Han sido incorporadas en la etapa de las acopladas para no interferir con el resonador magnético central. Funcionan como filtrado en cualquiera de las configuraciones multicapa probadas, independientemente de si el magneto se coloca por encima (lo que supone un plano conductor próximo al SRR) o bien por debajo (detrás del plano de masa del circulator).

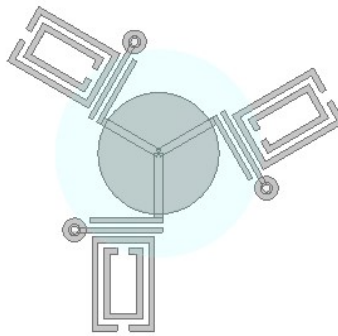


Figura 3.47.- Circulator de disco con incorporación de partículas SRR.

A partir de toda la información recopilada en las dos primeras fases de esta actividad, se presenta una propuesta de “Test Vehicle” o placa de medida. Se trata de un dispositivo de test para los circuladores previamente descritos, que permite extraer medidas del comportamiento circuital equivalentes con la versión original del mismo. Básicamente lo que se hace es insertar el diseño del circulator en una placa redimensionada para poder efectuar conectorizaciones compatibles con los equipos de medida del laboratorio.

Por ello ha sido necesario diseñar las etapas de transición desde los accesos del circulator a los conectores medibles, con el consiguiente aumento de pérdidas, inclusión de distorsiones, desadaptaciones y rebotes inherentes a la propia placa de medida. Mediante el simulador se ha realizado un trabajo de caracterización y minimización de la afección de dicha placa de medida con cada uno de los tipos de circulator a implementar.

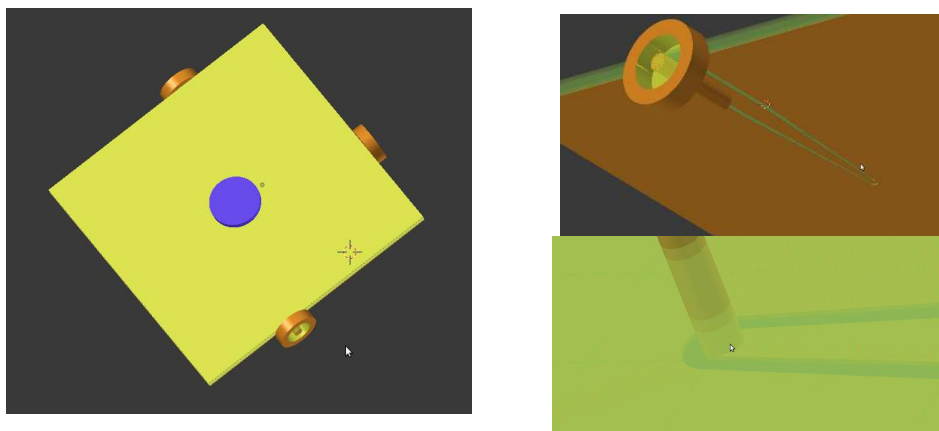


Figura 3.48.- Ejemplo de diseño de placa de medida para un circulator de disco en configuración RO4360.

Presentados los resultados al consorcio tanto de la configuración multicapa RO4360 como de la configuración multicapa RO3010, así como un estudio del comportamiento en múltiples circunstancias de las partículas de tipo slot y las partículas SRR, finalmente se opta por fabricar prototipos en la serie RO4360 con pruebas de filtrado metamaterial tanto de partículas slot como de partículas SRR.

En el estudio previo mediante simulación, se observa que la morfología de circulador de disco con accesos de acopladas presenta mayor grado de libertad a la hora de incluir técnicas MTM en su diseño, es por ello que se descarta el circulador de asterisco de cara a afrontar la actividad 3.

El resultado de esta actividad ha sido una serie de Simulaciones de los diferentes Circuladores caracterizados, más apropiados para su integración en la solución final del proyecto IDEATA.

3.5.1.5. Actividad 3: Desarrollo (Modelado y Simulación):

En base a los Modelados anteriores se procederá a la Construcción de los mismos, teniendo en cuenta aspectos como: tolerancias, dilataciones, dimensiones y proceso productivo.

Se ha trabajado en la obtención de diferentes diseños de circulador con las topologías seleccionadas en la actividad 2, con objeto de cumplir las especificaciones fijadas previamente por el consorcio en el proyecto IDEATA.

Los objetivos propuestos para los prototipos fabricados son:

- Validar viabilidad de la técnica de inserción de ferrita en la multicapa dieléctrica.
 - Evaluar problemáticas de fabricación e integración.
 - Comportamiento de microondas del circulador.
 - Magnetización de la ferrita.
- Validar viabilidad de filtrado de señal con técnicas MTM, básicamente empleando partículas SRR.

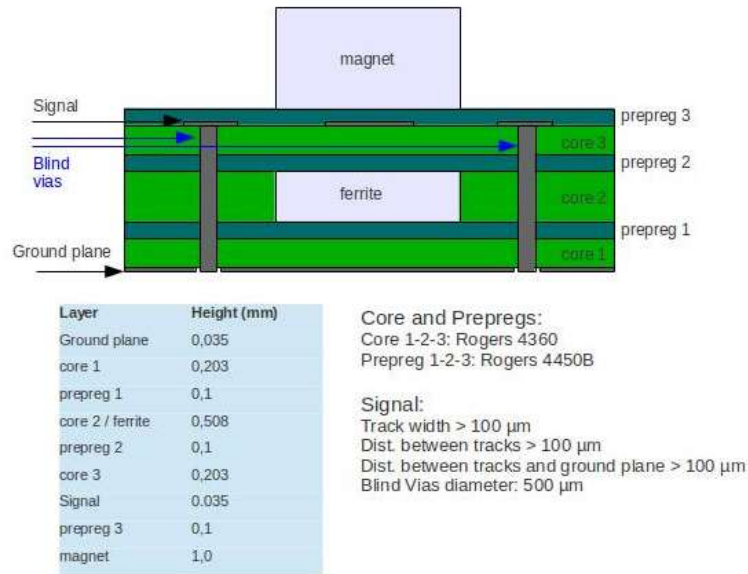


Figura 3.49.- Estructura de capas de los circuladores fabricados.

Todos los diseños son relativos a la configuración RO4360 descrita en la actividad 2, para la cual se ha optimizado el número de capas del composite llegando a la implementación reflejada en la figura 3.49. La colocación del magneto se estima en la parte superior del circulator, y por ello la presencia de su conductividad ha sido tenida en cuenta en el estudio.

La ferrita y el magneto empleados son los descritos en la actividad 2. Tal y como se refleja en la figura 3.49, el disco de ferrita insertado tiene un diámetro de 6.7mm y una altura de 0.5mm. El disco de magneto tiene un diámetro de 7mm y una altura de 1mm.

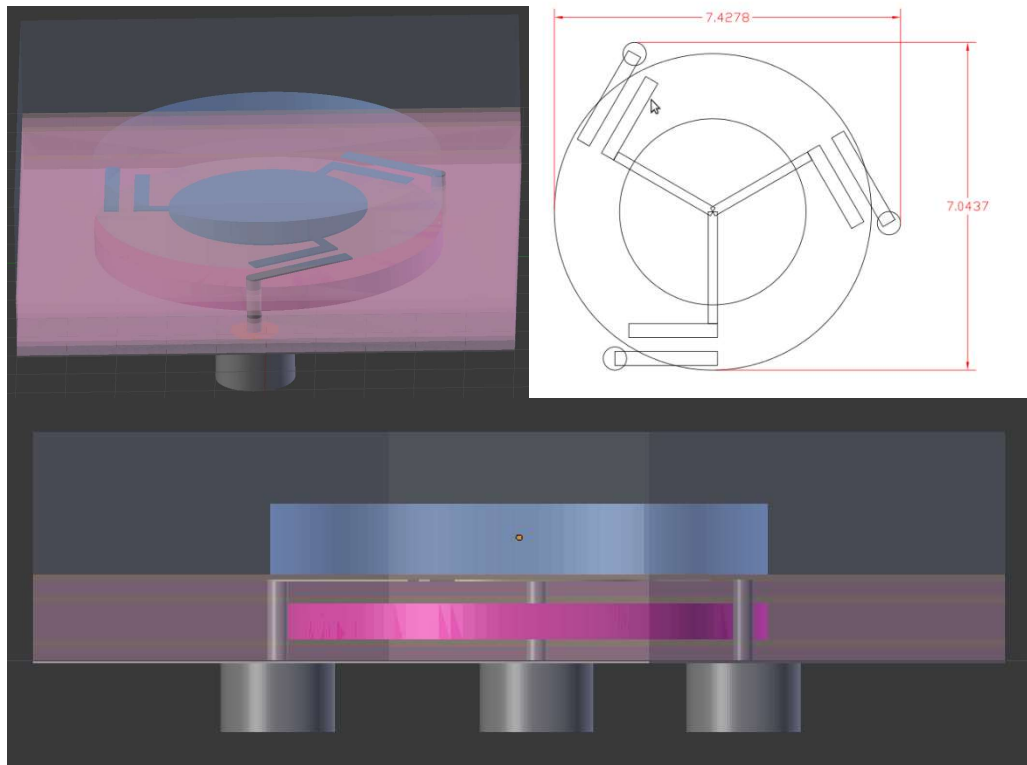


Figura 3.50.- Multicapa y circulator base de disco con acopladas.

Todos los diseños de circulador han sido incluidos en su placa de pruebas correspondiente con vistas a la conectorización. La morfología de todos los prototipos es de disco con entrada de acopladas.

Se han fabricado varias unidades de cada prototipo para evaluar la estabilidad de la medida frente a repetitividad de fabricación. En la figura figura 3.51 se reflejan los cinco tipos de prototipos fabricados, así como la configuración de los accesos dentro de la placa de medida.

Los diseños que se muestran en la figura figura 3.51 corresponden a:

- Circulador base sin partículas
- Circulador con partículas gruesas
- Circulador con partículas finas
- Circuladores con rechazo SRR (Split Ring Resonator) con distintas longitudes.

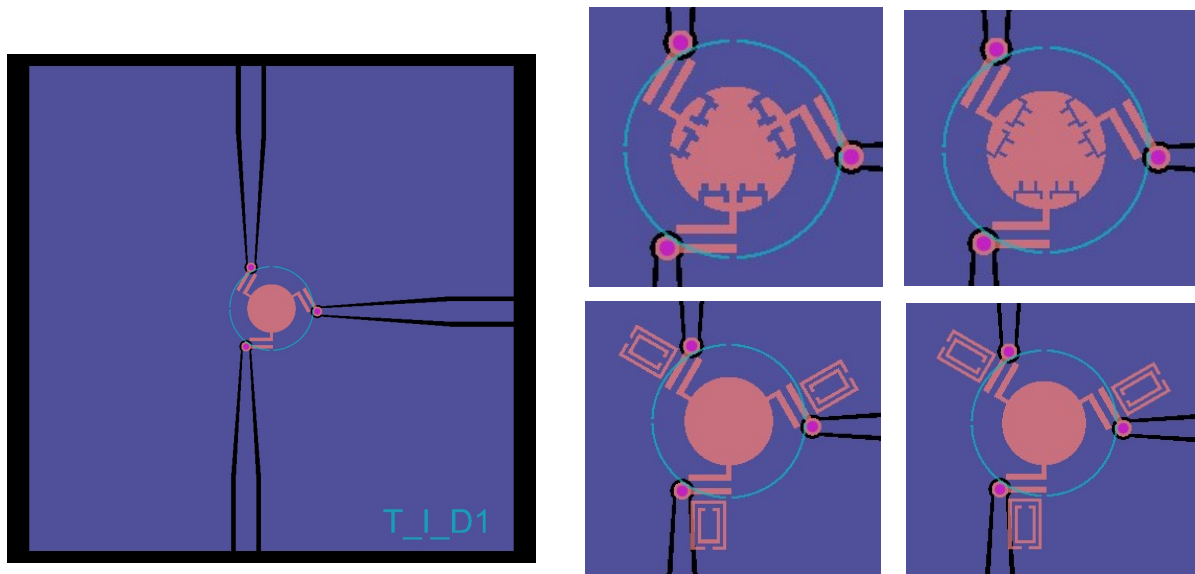


Figura 3.51.- Diseño de circuladores pedidos a fabricar.

Los diseños con partículas han permitido analizar la presencia de rechazo en simulación. Los diseños con diferentes rechazos SRR han permitido observar el rechazo que presentan y “calibrar” las desviaciones entre simulación y medida que probablemente surjan.

La fabricación de los prototipos se ha efectuado en las instalaciones del miembro del consorcio Elvia-Lithos.

El resultado de esta actividad ha consistido en varios Circuladores prototipo.

3.5.1.6. Actividad 4: Validación (Caracterización y Validación):

Esta actividad tiene como tarea efectuar las pruebas necesarias con mediciones, para validar los resultados y ajustar/optimizar los desarrollos anteriores.

Analizando las medidas obtenidas de los prototipos fabricados en configuración de composite RO4360 (ver detalle de actividad 1) por Elvia-Lithos se concluye lo siguiente:

- Se valida la técnica de inserción de ferrita en composite metalo-dieléctrico obteniendo circuladores de prestaciones similares a tecnologías convencionales.
- El efecto de la tolerancia en la colocación de la ferrita dentro del core dieléctrico es mínimo, tal y como se preveía en simulación.
- Se comprueba en medida el efecto de filtrado de señal que introducen las partículas MTM empleadas.
- Aparece una influencia no deseada debida a la placa de medida en la respuesta del dispositivo.
- Las pérdidas de inserción son elevadas.

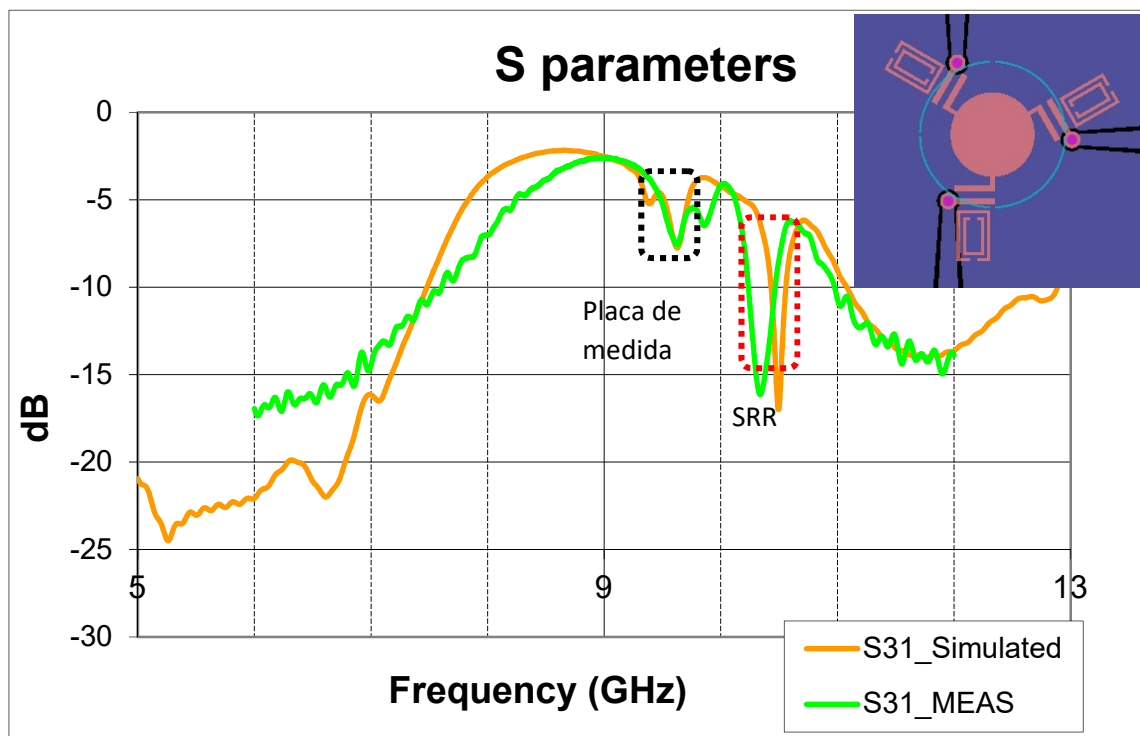


Figura 3.52.- Medida vs simulación de prototipo con partículas SRR.

Para evaluar las problemáticas encontradas se efectúa el análisis de las medidas de los circuitos fabricados con ayuda del simulador, llegando a las siguientes conclusiones:

- Influencia no deseada de la placa de medida:
 - Se excita un modo resonante no deseado en los accesos de la placa de medida que interfieren en la respuesta del circulador original, falseando parte de la

medición. Es dependiente de las dimensiones de los accesos y la conectividad de los conectores.

- La conectorización de los conectores a la placa de medida es manual mediante estañado, operación que resulta dificultosa dado el tipo de pista de acceso de la placa de prueba.
- Los conectores seleccionados demuestran no ser idóneos para este tipo de medición.
- Morfología del circulador:
 - La colocación del magneto en la parte superior es manual y su fijación no es precisa. Supone un plano conductor con posicionamiento no regulado que afecta negativamente al circulador. El sistema completo se revela altamente sensible a la tolerancia en el posicionamiento en altura del magneto. Este hecho se traduce en una reducción del ancho de banda esperado para el circulador.
 - El campo H de polarización real que llega a la ferrita debe ser evaluado en una comparativa medida simulación una vez solventadas las problemáticas previas.

Se plantea en esta actividad una segunda fase de fabricación con dos líneas de trabajo:

- **Modificar los diseños originales para minimizar los efectos negativos detectados.** Este trabajo posibilita una evaluación más precisa de las técnicas empleadas y sus problemáticas.
- **Realizar un nuevo diseño del composite y la placa de medida para evitar los efectos negativos detectados.** Este trabajo tiene como objeto avanzar en la obtención de las especificaciones del proyecto IDEATA.

En la primera línea de trabajo se modifican las dimensiones de los accesos dentro de la placa de medida diseñada en la actividad 3, con el objeto de desplazar en frecuencia el modo resonante fuera del rango de acción del circulador, y a su vez facilitar la labor de conectorización. Un ejemplo de esto se tiene en la figura figura 3.53.

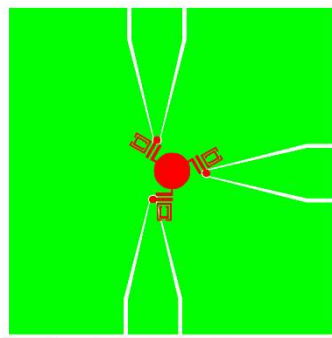


Figura 3.53.- Modificaciones sobre placa de medida de actividad 3.

Sin embargo, dado que aún persisten tanto el problema de la fijación del magneto, que supone un plano conductor, como el tipo de conectorización, se plantea una segunda línea de actuación en la que rediseñar completamente el dispositivo.

Se propone un nuevo tipo de acceso al circulador, que tiene como objetivo futuro y fuera del alcance de este proyecto evitar la placa de medida. Primeramente, se preparan accesos directos al circulador mediante vías perpendiculares al plano del circulador.

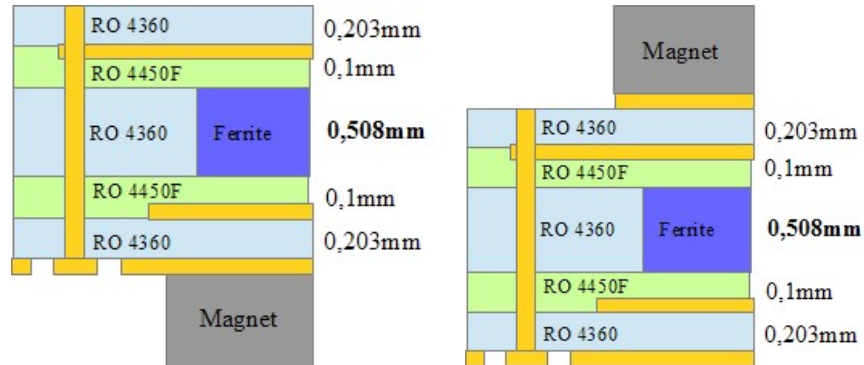


Figura 3.54.- Nuevos multicapas para el circulador.

Con la información obtenida en la primera fabricación y aprovechando el rediseño del composite para los nuevos prototipos se conforma una nueva configuración metalo-dieléctrica con inclusión de ferrita que mejora considerablemente las pérdidas de inserción máximas a las que puede llegar el circulador.

Uno de los criterios para conformar los nuevos diseños consiste en minimizar el efecto de la conductividad del magneto, reduciendo la sensibilidad eléctrica del dispositivo al posicionamiento del mismo. Para ello **se coloca un disco de cobre en donde poder depositar dicho magneto, logrando fijar la posición de un plano conductor conocido sobre el circulador y facilitando la estabilidad del diseño**, ver figura 3.54. Se fabrican prototipos teniendo en cuenta la colocación del magneto tanto en la parte superior como en la inferior de la multicapa mostrado en la figura figura 3.54.

En la figura figura 3.55 se ilustran algunos ejemplos de los diseños simulados y entregados para su fabricación. Tal y como se puede apreciar en la representación la etapa de acopladas ha sido retirada, esto es debido principalmente a su alta contribución a las pérdidas de inserción, además de no ser ya necesarias para el nuevo tipo de acceso al circulador.

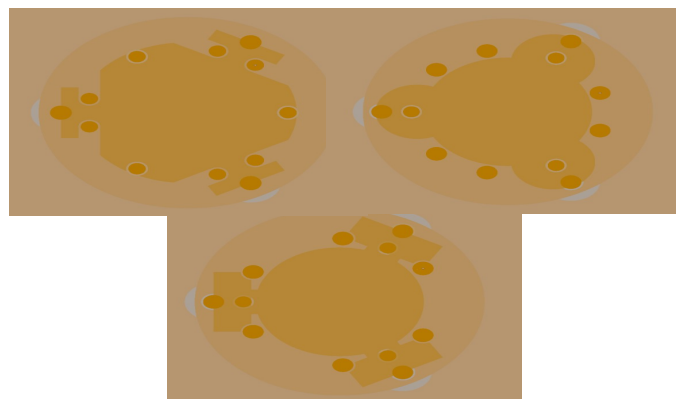


Figura 3.55.- Prototipos de circulador fabricados.

Con el circulator rediseñado se procede a conformar una nueva placa de medida con las siguientes particularidades:

- Definida para ensamblar perpendicularmente conectores SMA de presión (**Optimized SMA 73251-1855 Molex**), más indicados en este tipo de mediciones, sin la problemática del estañado manual (ver figura 3.56).
- Se confeccionan guías de transición a los conectores de presión, con la particularidad de estar integradas dentro del multicapa.

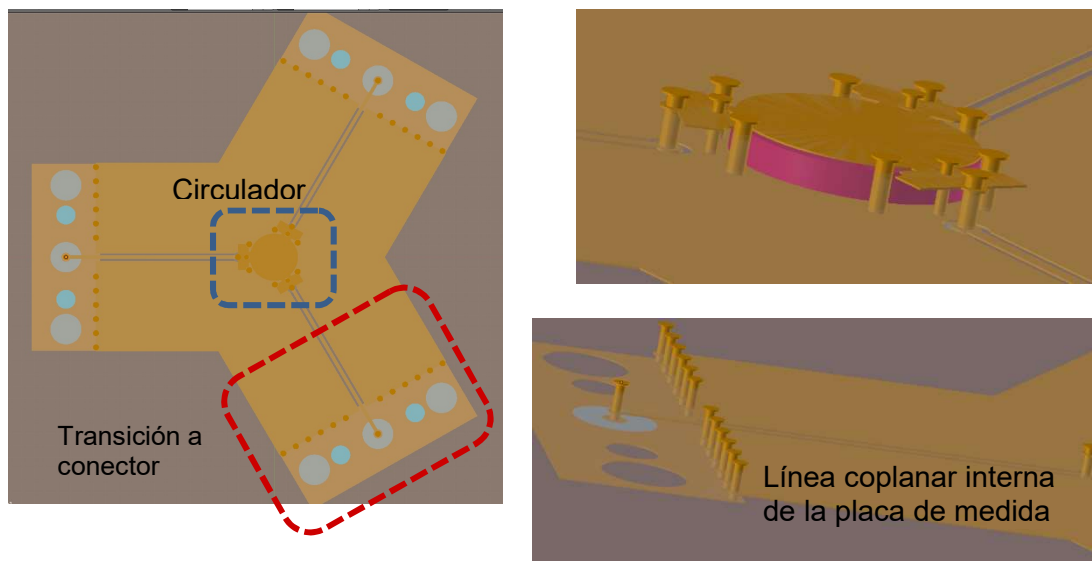


Figura 3.56.- Nuevo diseño de placa de medida para conectores de presión.

En esta actividad se encarga una nueva fabricación al miembro del consorcio Elvia-Lithos de los nuevos prototipos desarrollados.

De las medidas de los nuevos prototipos se concluye lo siguiente:

- Se consiguen minimizar los efectos negativos detectados de la placa de pruebas de la actividad 3.
- Se extrae información importante para calibrar el modelo empleado por el simulador para caracterizar la ferrita.
- Se obtiene mayor control en la sintonización de las partículas MTM.

De las mediciones de los nuevos prototipos (figura 3.57 y figura 3.58), correspondientes a los diseños de circuladores insertados en un nuevo diseño de placa de medida, conectada mediante conectores SMA de presión, se concluye:

- Relativo a especificaciones de circulator, tabla 1:

- Se obtienen circuladores que cumplen especificaciones de prestaciones, tanto en aislamiento como en pérdidas de inserción.
- Se hacen pruebas con varias alturas de magneto para afianzar en la ferrita el nivel de H de polarización esperado, llegando a grosores de magneto que hacen que el dispositivo completo incumpla especificaciones de altura.
- Se obtienen circuladores que cumplen especificaciones de tamaño.
- Relativo a uso de técnicas MTM para filtrado se comprueba satisfactoriamente su viabilidad.
- Relativo a uso de técnicas MTM para miniaturización se comprueba su validez, sin embargo, se demuestra dificultad de diseño y limitaciones en función de la multicapa elegido.
- Se logra cancelar el efecto de filtrado de los modos resonantes en los accesos de la placa de medida.
- Se consigue aislar la influencia de la conductividad del magneto, sin necesidad de fijación refinada.
- Se valida la técnica de integración de ferrita en multicapas metalo-dieléctricos, demostrando el alto grado de libertad que añade al diseño del circulador, con pérdidas de inserción bajas y con gran capacidad de integración en sistemas completos.

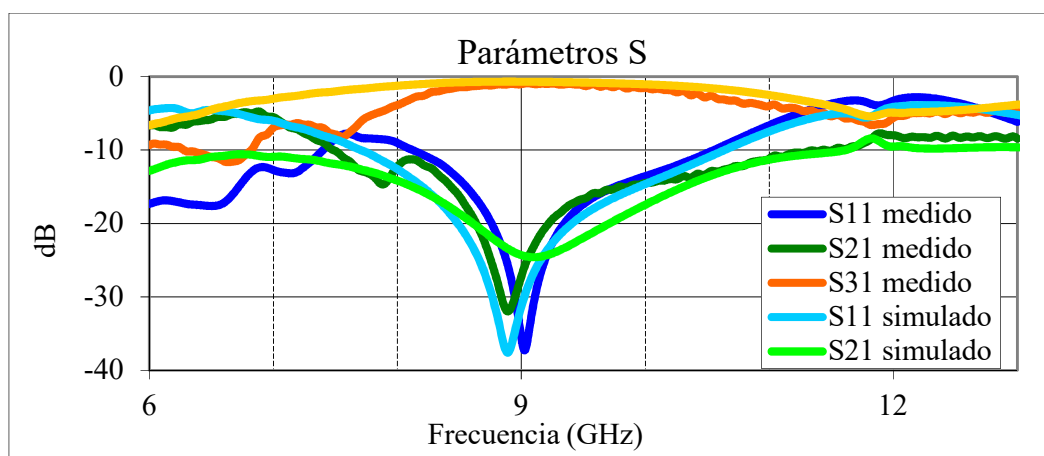


Figura 3.57.- Comparativa medida vs simulación de dos circuladores con placa de medida para conectores de presión.

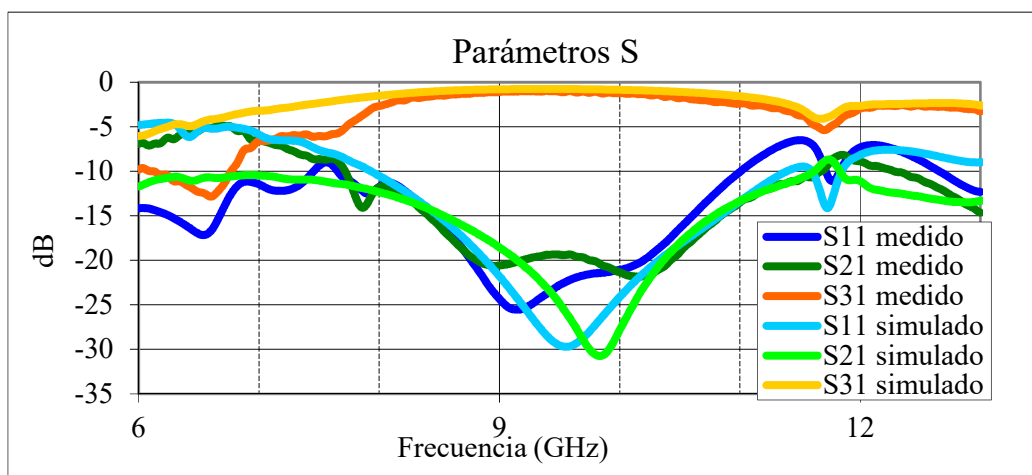


Figura 3.58.- Comparativa medida vs simulación de dos circuladores con placa de medida para conectores de presión.

Finalmente, el principal objetivo cumplido de esta tarea ha sido fabricar el Circulador que satisfaga las Especificaciones Técnicas del proyecto IDEATA.

3.5.2. Trabajo y resultados obtenidos en el proyecto METAFER

Durante el proyecto IDEATA la colaboración con TKI propicio la formación de un consorcio que dio origen al proyecto METAFER. Algunos de los objetivos específicos que se pretendían abordar el consorcio en este proyecto era la fabricación de circuladores de doble unión y evaluar la posibilidad de la fabricación de módulos multicirculadores en tecnología PCB. A continuación, se presenta los resultados correspondientes al hito 2 del proyecto que estaban asociadas con las actividades 4 y 5 que nos permitieron obtener los mejores resultados del proyecto.

Dentro del consorcio hispano-húngaro formado para el proyecto EUREKA denominado METAFER, se buscaba afianzar el conocimiento necesario para desarrollar nuevos materiales y tecnologías de fabricación para dispositivos ferromagnéticos de microondas (circuladores-aisladores), mediante la aplicación de sustratos ferrimagnéticos y haciendo uso de técnicas metamateriales (MTM) para su utilización en sistemas de comunicación de banda X. Enmarcado dentro de esta finalidad general del proyecto, el trabajo a desempeñar por parte de Tafco Metawireless se centra en afianzar una tecnología de integración de materiales ferrimagnéticos en composites metalo-dieléctricos para diseño de circuladores mejorados con técnicas MTM.

Con el propósito de cumplir los requisitos del trabajo, desde Tafco Metawireless se han planteado y validado, las siguientes vías de desarrollo que demuestran la consecución de los objetivos definidos hasta esta fase del proyecto:

- Evaluación satisfactoria mediante simulación y fabricación, de prototipos de doble circulador, fabricados por medio de técnicas novedosas de configuración multicapa, con inserciones de material ferrimagnético en composites metalo-dieléctricos. Implementaciones que, debido a la utilización de técnicas de fabricación compatibles con los estándares de fabricación actuales, posibilitan la reducción de coste, facilitan la

integración en sistemas completos y proporcionan un mayor grado de libertad en el diseño.

- Con la valoración positiva de técnicas metamaterial (MTM) se ha logrado finalmente, incluir en el doble circulador, funcionalidad de filtrado de señal sin penalización del tamaño. Hecho constatado en simulación y con la fabricación de prototipos.

El resultado de la participación de Tafco Metawireless, en el desarrollo del proyecto METAFER; ha sido la obtención de prototipos de circulador (no comercializables); validando las diferentes tecnologías indicadas previamente, aplicadas en el desarrollo de dispositivos circuladores dobles de microondas de altas prestaciones.

Los sistemas de comunicación en banda X se utilizan en múltiples aplicaciones de diferentes sectores, destacando entre otros: sistemas de comunicaciones por satélite, radares de vigilancia aéreos y marítimos, radares meteorológicos y radares para la detección de velocidad vehicular. En dicho ámbito, como en muchos otros, se tiende a la implementación de dispositivos de reducido tamaño, menor consumo, mayores anchos de banda y compatibles con los estándares de fabricación para que su coste sea reducido.

Para conseguir dicho objetivo, el proyecto se centra en el dispositivo circulador de microondas; elemento integrante de dichos sistemas de comunicaciones. La aplicación de las diferentes propuestas descritas en este proyecto, se basan fundamentalmente, en la implementación en el diseño de técnicas metamateriales; y en la integración de material ferrimagnético utilizando tecnología estándar de fabricación de PCB (printed circuit board).

Los objetivos específicos dentro del proyecto son:

- Desarrollar circuladores sencillos y de doble unión extremadamente compactos y fáciles de integrar en sistemas de comunicaciones estándar. Las acciones llevadas a cabo para el desarrollo del circulador doble, se detallan en la descripción de la actividad 5.
- Mejorar prestaciones del circulador convencional y dotarlo de nuevas funcionalidades basadas en las únicas y controlables características de dispersión que ofrecen los MTM. Las acciones llevadas a cabo para la consecución de estos objetivos, aplicados en este caso a los circuladores dobles, se detallan en la descripción de la actividad 5.
- Obtener dispositivos compatibles con las actuales técnicas de fabricación estándar y de bajo coste. Para ello se van a estudiar diferentes configuraciones de multicapa, que permitan integrar en PCB los circuladores diseñados. Las acciones llevadas a cabo para la consecución de estos objetivos en los circuladores dobles, se detallan en la descripción de la actividad 5.

A continuación, se detallan los resultados obtenidos en las actividades 4 y 5

3.5.2.1. Actividad 4: Validación y Optimización de los Modelos de Simulación:

Se observó en el hito 1 del proyecto METAFER, que el análisis de las medidas realizadas a los circuitos fabricados en dicho hito, nos muestra una buena concordancia general entre medida y

simulación. Sin embargo, se aprecian diferencias significativas en el nivel de adaptación en parámetro S11 y el nivel de aislamiento en parámetro S21, provocando un empeoramiento en las especificaciones de los dispositivos. En dicho informe se mostraron las gráficas comparativas “medida_simulación” (figuras 3.59 y 3.60), del dispositivo circulador “test probe” sin y con anillos, para un diseño simulado y medido con 7 magnetos.

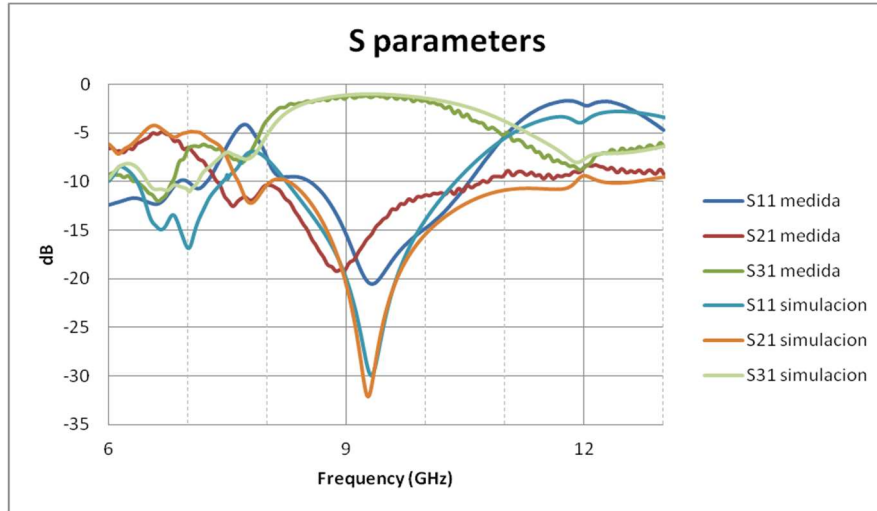


Figura 3.59.- Medida_simulación para un diseño sin anillos aplicando 7 magnetos.

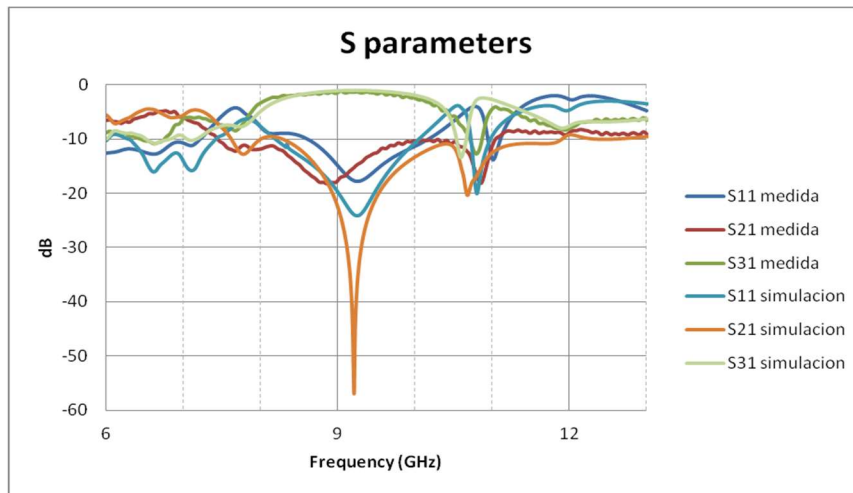


Figura 3.60.- Medida_simulación para un diseño con anillos aplicando 7 magnetos.

Las simulaciones del hito 1 se realizaron utilizando valores de parámetros electromagnéticos extraídos de análisis de medida-simulación, realizados teniendo en cuenta medidas de proyectos anteriores. Así, aunque el resultado obtenido en las simulaciones, concuerda bastante bien con medida; los valores utilizados en simulación difieren bastante de los indicados por el fabricante. En simulación, se utilizó un valor de polarización de campo que corresponde con una magnetización de 7 magnetos de 0.7T cada uno; y para la ferrita, un valor de magnetización de saturación de 1020G; muy inferiores a los valores indicados por el fabricante: una magnetización de magnetos de 1T y una magnetización de saturación de la ferrita de 1780G.

Por todo ello, la primera de las hipótesis que se barajan para explicar estas diferencias, es que el valor de los parámetros electromagnéticos de las muestras reales, sea diferente al que se utiliza en las simulaciones.

Para conocer el valor real de los parámetros electromagnéticos de las muestras, se acude al Laboratorio de Medidas Magnéticas de la UPV (Campus de Leioa), donde tomando como muestra un disco de ferrita idéntico a los utilizados en los circuitos fabricados; se realizan mediciones por medio de un instrumento “magnetómetro de muestra vibrante”, obteniéndose como resultado la curva de magnetización del material ferrita.

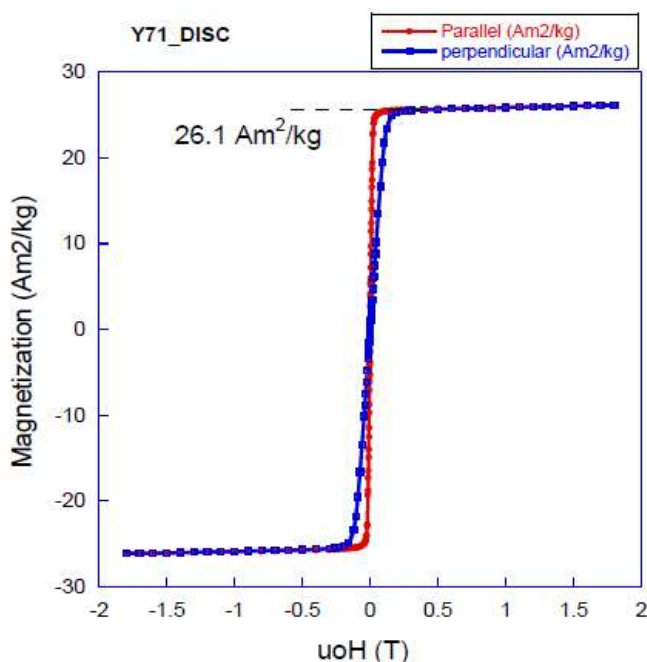


Figura 3.61.- Medida curva histéresis material ferrita.

El valor de magnetización de saturación que se mide con el instrumento, se convierte a unidades de flujo magnético (Gauss), a fin de que pueda ser comparable con el valor dado por el fabricante. Para ello, a partir del peso de la muestra (38.53mg) y del valor de su volumen (7.54mm², sabiendo que la muestra corresponde a un disco cilíndrico de radio 2mm y altura=0.6mm) se calcula el valor de la densidad del material ferrita (5.11*10³ kg/ m³).

Multiplicando el valor de magnetización de saturación obtenido en la medida (en unidades Am²/kg), por la densidad; obtenemos un valor de 133.37kA/m. Este valor se convierte a Oersted, y posteriormente a Gauss (flujo magnético), obteniendo un valor de 1675.95G. Así, podemos considerar que el valor indicado por el fabricante (1780G) concuerda de forma aceptable con el valor medido (1675.95G).

Por otra parte, se realiza una medida del campo producido a una distancia concreta, por una muestra de magneto utilizado en los circuitos fabricados (Recoma 26 de Arnold Magnetic Technologies Corporation). Se concluye que el valor de inducción residual Br de 1T, dado por el fabricante, también se corresponde con la medida obtenida. Cabe indicar que los magnetos utilizados en los circuitos poseen una altura de 0.68mm.

De esta forma, queda descartado que las diferencias detectadas entre medida y simulación, tengan su origen en el material de la ferrita y magneto utilizados.

Otra de las hipótesis planteadas, es que el algoritmo implementado en la simulación no esté contemplando el comportamiento real tanto del magneto como de la ferrita en el circuito. Así, hay que indicar que el algoritmo implementado en nuestro simulador es de tipo convencional, donde se considera que el campo magnético que producen los magnetos es uniforme en la dirección z ; y que la ferrita está completamente saturada.

Se realiza un nuevo análisis a la literatura existente al respecto. En el artículo de Guennou [24] se indica que las aproximaciones que se realizan en los algoritmos convencionales de simulación de ferritas no suelen ser adecuados para el caso real, debido a las siguientes consideraciones:

Por una parte, se indica en el artículo que el campo de polarización estática (dc-bias field) influye de forma importante en el comportamiento del circulator. Así, se hace referencia a los artículos de How et al [25, 26], donde observaron una reducción del ancho de banda de transmisión en un circulator de unión Y, provocado por la no uniformidad del campo magnetoestático (dc-bias field) que crean los magnetos permanentes dentro de un bloque de ferrita. En la práctica, la inhomogeneidad en el campo es bastante común por dos razones: 1) las muestras de ferrita no suelen ser elipsoides perfectos (lo que provoca que los componentes del tensor de desmagnetización dependan de la posición), y 2) la miniaturización implica una reducción importante del tamaño de los magnetos permanentes, y por consiguiente una posible mayor no uniformidad en los campos generados.

Además, en dicho artículo se indica que, para calcular de forma más real los parámetros S del circulator, es preciso conocer exactamente el tensor de permeabilidad de la ferrita. En nuestra simulación, se utiliza la formulación habitual de Polder para calcular los componentes del tensor de permeabilidad. Sin embargo, según se cita en el artículo, la formulación de Polder es válida únicamente para un medio saturado, y en la práctica ciertas regiones de los bloques de ferrita pueden estar parcialmente saturados, debido a la inhomogeneidad de campo interno a la ferrita. Para solventar este aspecto, los autores del artículo implementan un modelo predictivo de tensor de permeabilidad que tiene en cuenta que ciertas zonas del bloque de ferrita pueden estar en un estado no saturado. Nuestro simulador TSolver no tiene implementada la algoritmia requerida que contemple la no uniformidad de los campos generados por los magnetos, ni el posible efecto de no saturación en la ferrita; por lo que, la estrategia que planteamos para los diseños de la siguiente fabricación de circuitos (hito 2), se fundamenta en modificar los parámetros de entrada al simulador (concretamente, el valor de magnetización remanente del magneto que se traduce en valor de campo aplicado, y la magnetización de saturación de la ferrita), con el fin de encontrar la pareja de valores que ofrezca mejor correspondencia entre los resultados de medida de la primera fabricación, y los resultados de simulación. El objetivo es utilizar esta pareja de valores, en los diseños de la siguiente tanda de fabricación y analizar posteriormente la idoneidad de la estrategia adoptada.

Así, si se analizan los resultados de medida de los circuitos fabricados en el hito 1; se observa un comportamiento más adecuado en cuanto a parámetros S, al utilizar un número inferior de magnetos que el definido para el diseño. En las figuras 3.62 y 3.63, se muestra el mejor comportamiento de los parámetros S en medida, que corresponde a 3 magnetos; para los diseños sin y con anillos.

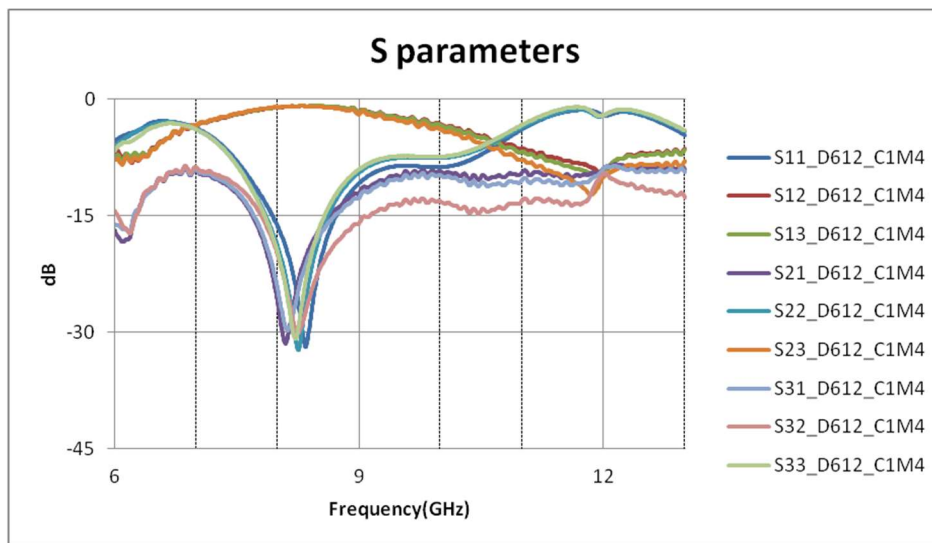


Figura 3.62.- Resultados de medida para un diseño sin anillos aplicando 3 magnetos.

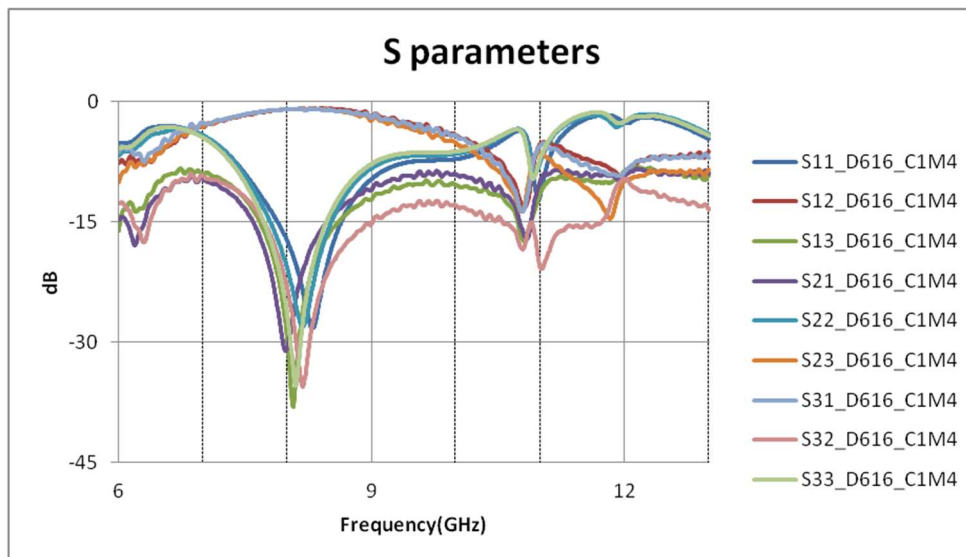


Figura 3.63.- Resultados de medida para un diseño con anillos aplicando 3 magnetos.

Por otra parte, en la figura 3.64, se muestran los resultados en medida del circuito D612, en relación al comportamiento de la adaptación en los puertos 2 y 3 (S22 y S33) al variar el número de magnetos aplicados (S11 no se incluye en la gráfica por ser ligeramente diferente al resto, y dificultaría analizar la evolución).

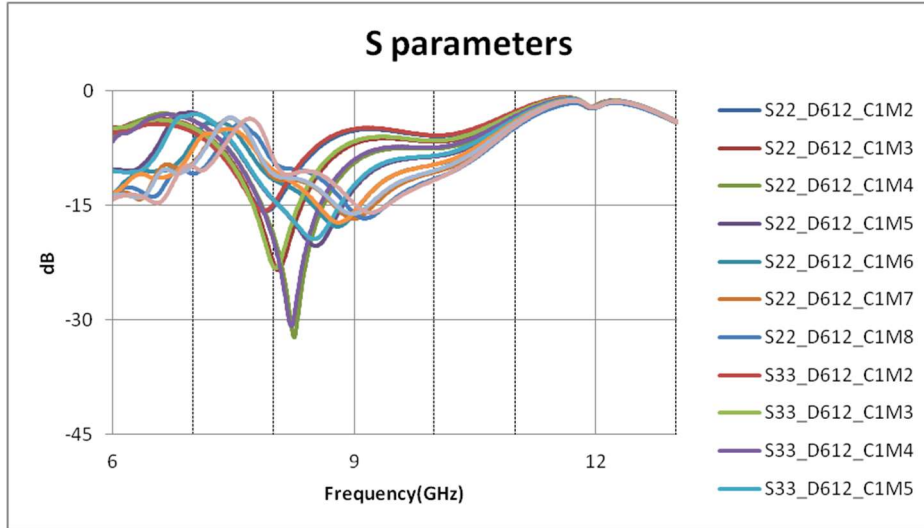


Figura 3.64.- Resultados de medida (S22 y S33) al variar el número de magnetos.

Se observa que el mejor comportamiento de adaptación se consigue en C1M4 que corresponde con 3 magnetos. De forma similar, en la figura 3.65, se muestran los resultados en medida, del circuito D612 en relación al comportamiento de rechazo (S21 y S13) al variar el número de magnetos aplicados (S32 no se incluye en la gráfica por ser ligeramente diferente al resto, y dificultaría analizar la evolución).

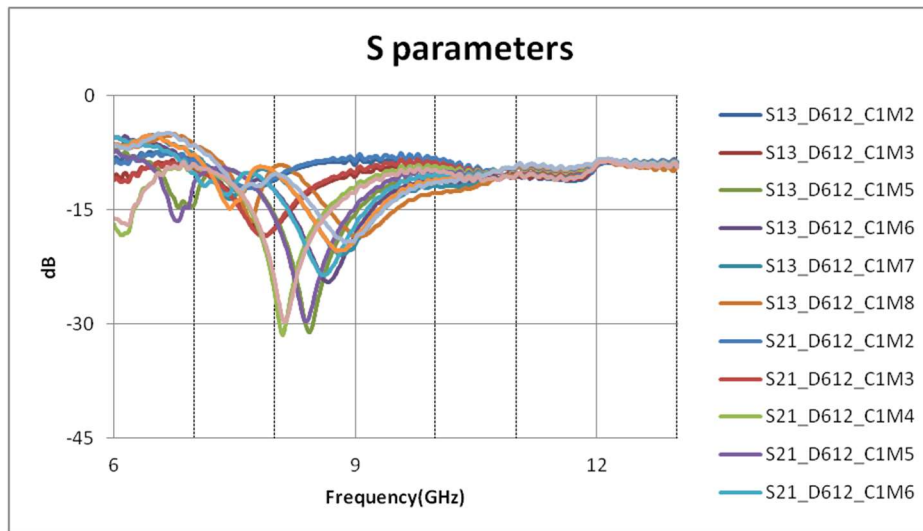


Figura 3.65.- Resultados de medida (S21 y S13) al variar el número de magnetos.

Se observa que el mejor comportamiento de adaptación se consigue en C1M4 y C1M5, que corresponden con 3 y 4 magnetos respectivamente. Teniendo en cuenta lo observado en las medidas, el procedimiento que se utiliza en las simulaciones de los siguientes diseños es el siguiente:

1.- Se realiza una batería de simulaciones previa, con la siguiente combinación de valores de parámetros:

- valores de magnetización remanente del magneto que van de 0.6T a 1T (en saltos de 0.1T).
- valores de magnetización de saturación de la ferrita que van de 800G a 1800G (en saltos de 200G)
- número de magnetos que van de 1 a 7.

El simulador no tiene implementada la algoritmia de simulación electrostática asociada a imanes permanentes que permita considerar los posibles efectos provocados por la no-uniformidad del campo. Tampoco implementa la variabilidad en la saturación en la ferrita y su consecuencia en el efecto girotrópico. Así, en lugar del valor de magnetización remanente del magneto; el simulador utiliza, como parámetro de entrada, el valor de intensidad de campo magnético uniforme aplicado a ferrita saturada. En nuestro caso, dicho valor corresponde al campo generado por un cilindro magnético de tipo Sm-Co con magnetización remanente determinada y de dimensiones equivalentes a nuestras muestras magneto, a una distancia concreta desde la superficie del magneto hasta el centro de la ferrita. En la figura siguiente, se muestra un ejemplo de valores de campo aplicado, para diferentes valores de magnetización remanente del magneto (utilizando el “Magnetic Field Calculator” de la web “www.adamsmagnetic.com”).

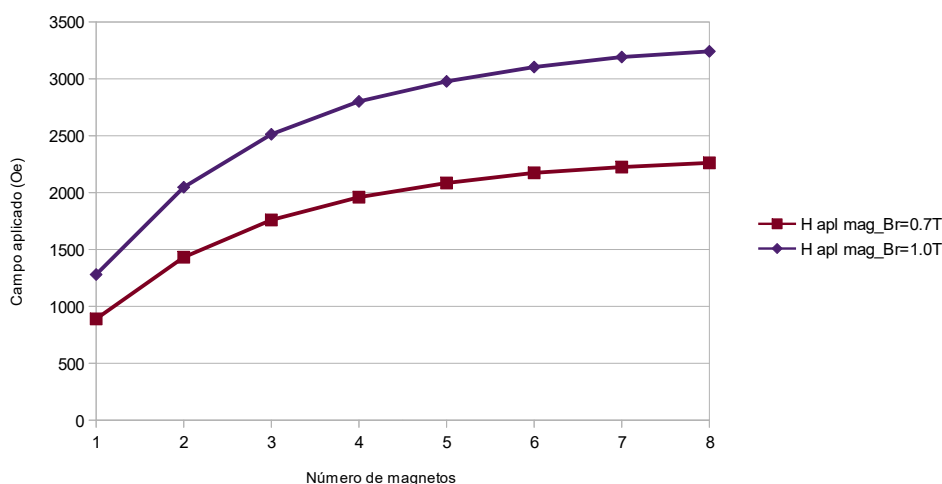


Figura 3.66.- Campo aplicado en la ferrita, según número de magnetos y valor de magnetización remanente.

2.- Para cada pareja de valores (magnetización remanente del magneto: “mag_Br” y magnetización de saturación de ferrita: “fe_Mmag”), se analiza la evolución de los parámetros de adaptación (S11, S22 y S33) y de rechazo (S21, S13 y S32), según el número de magnetos. Se escoge la simulación (asociada al número de magnetos) que muestre el mejor comportamiento de los parámetros S (adaptación o rechazo), y se realiza una tabla.

La tabla 3 muestra las simulaciones que ofrecen el mejor comportamiento, para el caso de adaptación (S11, S22 y S33). Se enmarca en rojo, las simulaciones que mejor se corresponden con la mejor adaptación que se ha obtenido en medida (C1M4, 3 magnetos).

		fe_Mmag					
		800	1000	1200	1400	1600	1800
mag_Br	0.6	B7	B7	B7	B4 (B3)	B2 (B3)	--
	0.7	--	B6	B4 (B3)	B3 (B2)	B2 (B1)	--
	0.8	B5	B3 (B4)	B3 (B2)	B2	--	--
	0.9	B3	B3 (B2)	B2	B2 (B1)	--	--
	1.0	B2	B2	--	B1	--	--

Tabla 3.- Tabla de simulaciones para adaptación (S11, S22 y S33).

- Finalmente se escoge la pareja de valores “mag_Br” y “fe_Mmag” de simulación; donde la distancia frecuencial entre picos de adaptación de 1 a 7 magnetos; sea lo más similar a la distancia frecuencial obtenida en medida (en este caso, 1.3GHz aproximadamente). De forma similar, se hace el estudio para el rechazo (S21, S13 y S32), resultando la tabla 4.

		fe_Mmag					
		800	1000	1200	1400	1600	1800
mag_Br	0.6	B7	B7	B7	B5 (B6)	B3 (B4)	--
	0.7	B7	B7	B5 (B4)	B3 (B4)	B2	--
	0.8	B7	B4 (B5)	B3 (B4)	B2 (B3)	--	--
	0.9	B4 (B5)	B3 (B4)	B2 = B3	--	--	--
	1.0	B3	B2 = B3	--	--	--	--

Tabla 4.- Tabla de simulaciones para rechazo (S21, S32 y S13).

- A partir de esta información, se decide que los valores que se utilizarán en los diseños asociados a la topología ctw6.1.2 de la última fabricación corresponderán a:
 - Mag_Br = 0.8
 - Fe_Mmag = 1200
 - 3 magnetos.

Como se detalla en el apartado asociado a la actividad 5, con el objetivo de realizar la fabricación de circuladores simples y doble unión; se escogieron asimismo otras dos tipologías diferentes de estructura circulator (ctw2.2 y ctw2.1.4), procediéndose, para la obtención de valores de los parámetros que se utilizarán en simulación, de forma similar a la descrita anteriormente.

3.5.2.2. Actividad 5: Diseño Final y Fabricación de Prototipos definitivos:

Los diseños que se trabajan a lo largo de esta actividad, y se convierten finalmente en prototipos no comercializables; se estructuran en tres tipologías, que denominaremos:

- ctw2.2.
- ctw6.1.2.
- ctw2.1.4.

Las dos primeras no implementan anillos de tipo metamaterial en su diseño. La diferencia entre las dos primeras tipologías reside fundamentalmente en la forma de entrada de los puertos del circulador.

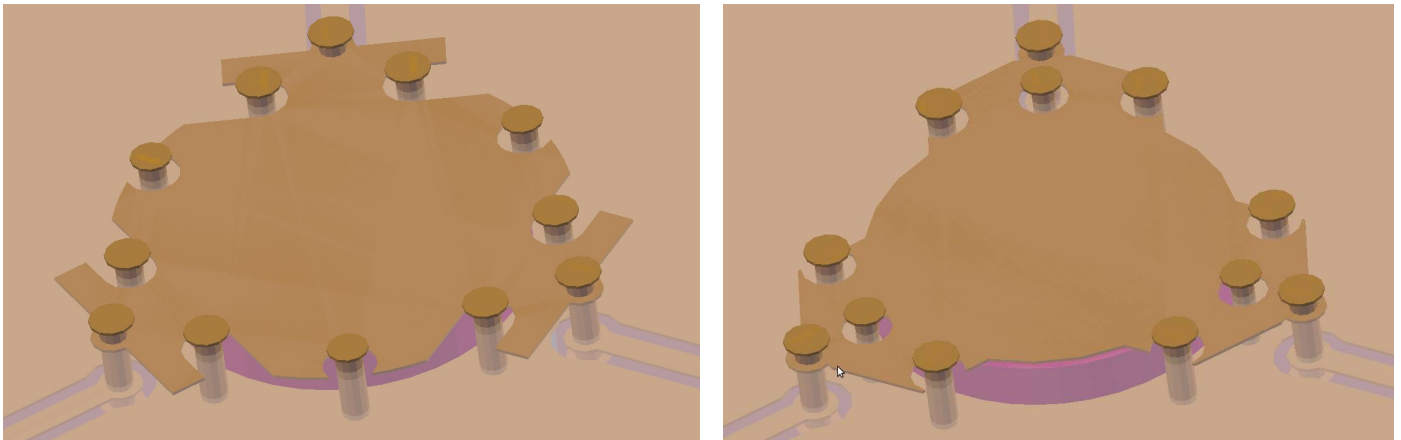


Figura 3.67.- Detalle de diseño de puertos para topologías ctw2.2 y ctw6.1.2.

La tercera de las tipologías sí implementa anillos de tipo metamaterial. Cabe señalar que cuando, en este proyecto, se habla de anillo de tipo metamaterial, hacemos referencia a un elemento de diseño circuital, que se comporta como un resonador adicional dentro del disco del circulador y cuya función es el filtrado de la señal de paso de circulación, además de permitir una posible miniaturización del dispositivo.

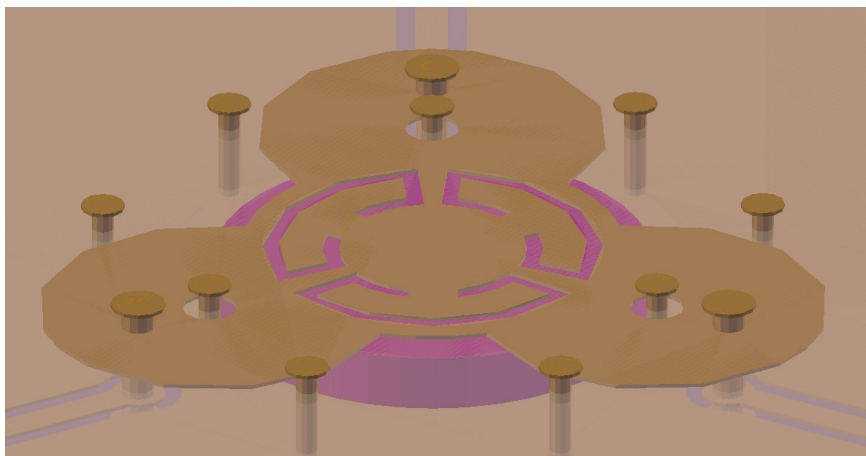


Figura 3.68.- Detalle de diseño de puertos para topología ctw2.1.4.

Para cada una de las tipologías, se han realizado cuatro desarrollos de circuito:

- Diseño original circulador simple.
- Diseño original circulador doble.
- Diseño modificado circulador simple (utilizando estrategia actividad 4).
- Diseño modificado circulador doble (utilizando estrategia actividad 4).

En el caso de la tipología ctw2.2, el diseño original de circulador simple ya se había realizado en el proyecto IDEATA; mientras que para el caso del ctw6.1.2, el diseño original de circulador simple se realizó en la fabricación del hito 1 del proyecto METAFER.

Además, para el caso de las tipologías ctw2.2 y ctw6.1.2, y partiendo de los diseños modificados de circulador simple; se implementan circuladores donde la única diferencia respecto al diseño de partida, es el tamaño del disco de ferrita, que pasa de 2mm a 1.5mm de radio. Estos diseños se fabrican con el objetivo de garantizar que la ferrita se polariza en todo su volumen y así poder analizar su comportamiento en medida.

Diseños doble unión:

Como se indicó en la memoria inicial del proyecto, la utilización de circuladores dobles surge de la necesidad de los sistemas de comunicaciones de altas prestaciones, de implementar dispositivos que presenten un grado de aislamiento entre salidas mayor que el que ofrecen los circuladores simples.

En este proyecto se aborda el diseño del circulador de doble unión, mediante la unión de dos circuladores simples. Para ello, se aplicarán las técnicas implementadas anteriormente en los circuladores simples; es decir; la integración de material ferrimagnético utilizando tecnología estándar de fabricación de PCB (printed circuit board), y la implementación en el diseño de técnicas metamateriales.

La figura 3.69 muestra de forma esquemática el diagrama de funcionamiento de los circuladores dobles. Su aplicabilidad a los sistemas de comunicaciones (ver figura 3.70) es similar a la de los circuladores simples; es decir, permitir el paso de señal en un sentido y aislarlo en el otro sentido.

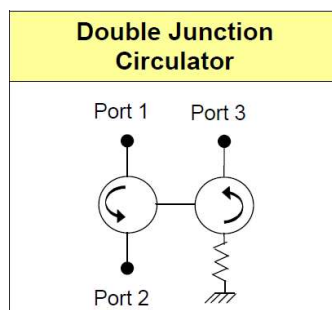


Figura 3.69.- Esquema de funcionamiento de un circulador doble.

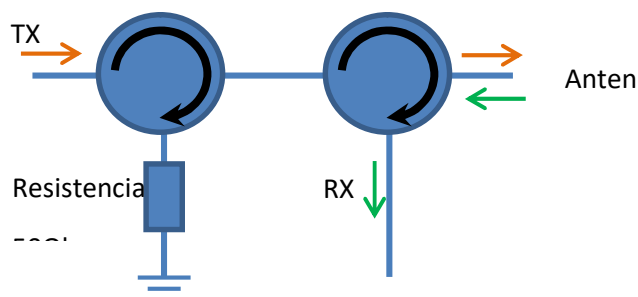


Figura 3.70.- Funcionamiento de circulador doble en un sistema de comunicación.

Relacionando las figuras 3.69 y 3.70, vemos que el puerto 1 del esquema se corresponde con la antena del sistema de comunicación, el puerto 3 del esquema se corresponde con el puerto de

transmisión TX, y el puerto 2 se asocia al puerto de Recepción RX. En el anexo 2 y 3 se detalla el objetivo de especificaciones a alcanzar con estos dispositivos.

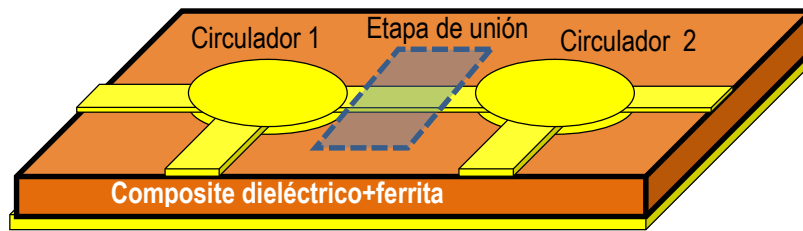


Figura 3.71.- Esquemático de circulator doble en tecnología microstrip.

El trabajo de diseño para el circulator doble puede estructurarse en tres etapas: dos de circulación y una de transición o unión, tal y como se muestra en la figura 3.71. La estructura de composite metalo-dieléctrico será similar a la utilizada en los circuladores simples, como se muestra en la figura 3.72.

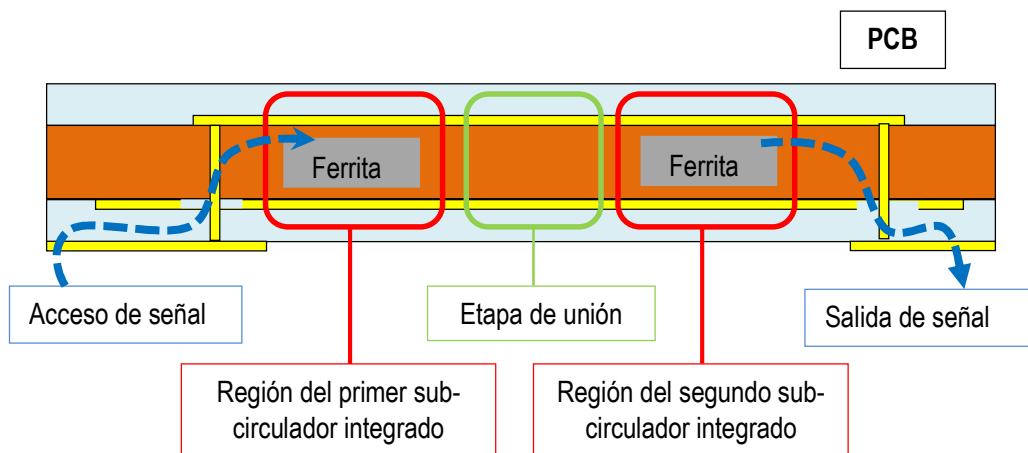


Figura 3.72.- Esquemático de composite multicapa de circulator doble.

De forma equivalente a lo realizado en circuladores simples, y debido al hecho que las dimensiones específicas de las regiones de circulación son muy reducidas; se han diseñado para los circuladores dobles, unos dispositivos de test de dimensiones manejables, que posibiliten la utilización de instrumentación habitual en un laboratorio de comunicaciones, extrayendo medidas extrapolables del comportamiento del circulator original. Ver figura 3.73.

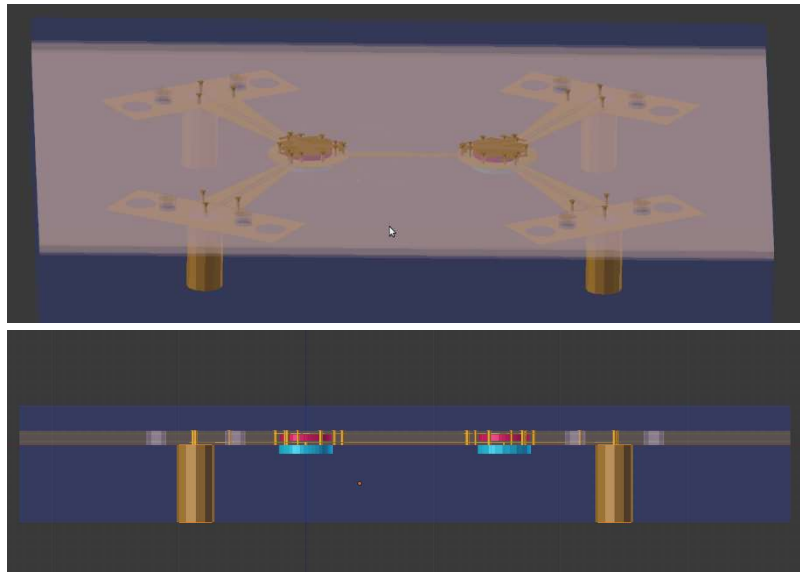


Figura 3.73.- Diferentes vistas del dispositivo de test del circulator doble.

Como contrapartida, ha sido preciso diseñar las etapas de transición desde los accesos del circulator a los conectores medibles, con el consiguiente aumento de pérdidas, posible inclusión de distorsiones, desadaptaciones y rebotes inherentes a la propia placa de medida (Ver figura 3.74).

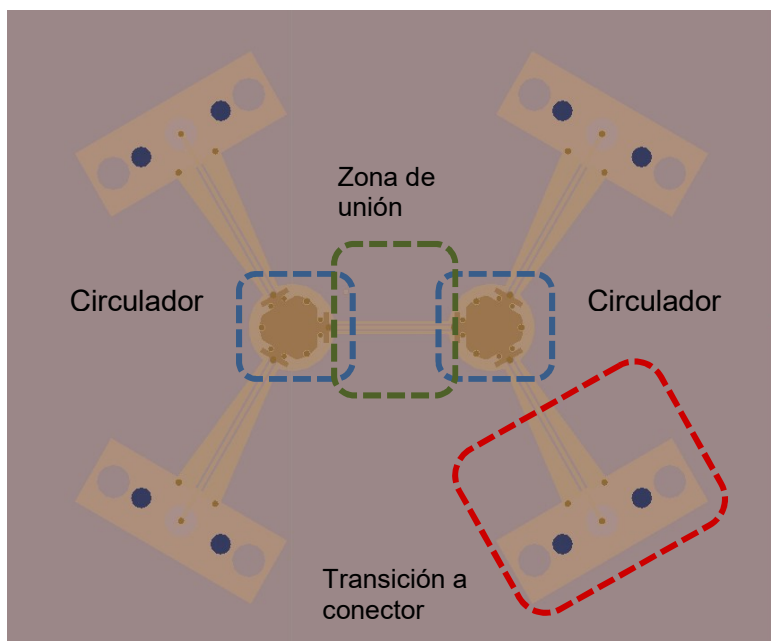


Figura 3.74.- Detalle de las diferentes zonas del dispositivo de test de un circulator doble.

Tanto el material “ferrita” como los magnetos utilizados en esta fabricación, son idénticos a los utilizados en la primera fabricación del proyecto; es decir:

Ferrita	Y-71 (Gd-substituted YIG)
$4\pi M_s$ (G)	1780
ΔH (Oe)	60
$tg\delta$ ($\times 10^{-4}$)	< 10
ϵ	15,7
Landé factor	2,0

Tabla 5.- Características electromagnéticas de la ferrita.

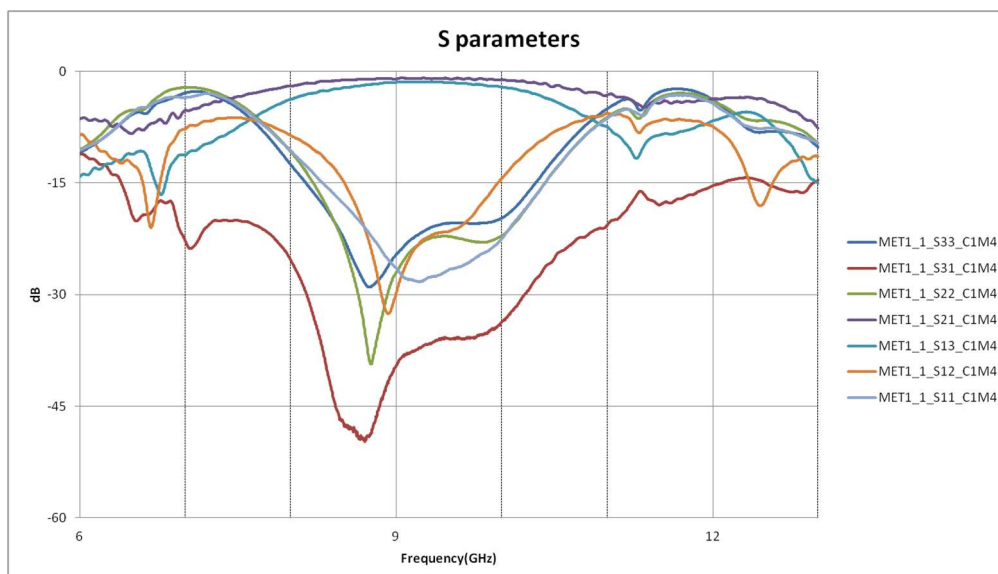
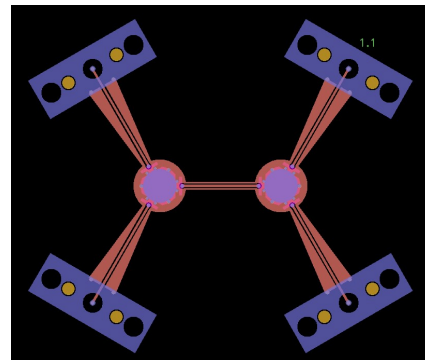
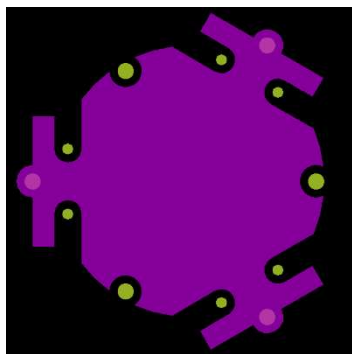
En cuanto a los magnetos utilizados, corresponden a discos de 2.1mm de radio y 0.68mm de altura de material Recoma26 de Arnold Magnetic Technologies Corporation.

En las paginas siguientes, se van a mostrar los mejores resultados de medida, obtenidos de los diferentes circuitos que se han diseñado y fabricado.

Topología ctw2.2:

Diseño original circulator doble (MET1_1):

Partiendo del diseño original utilizado en el circulator simple ctw2.2, y manteniendo los parámetros de simulación utilizados en dicho circulator, se diseña este circulator doble. La gráfica y la tabla se corresponden con el mejor comportamiento general de parámetros S, obtenido con 4 magnetos.

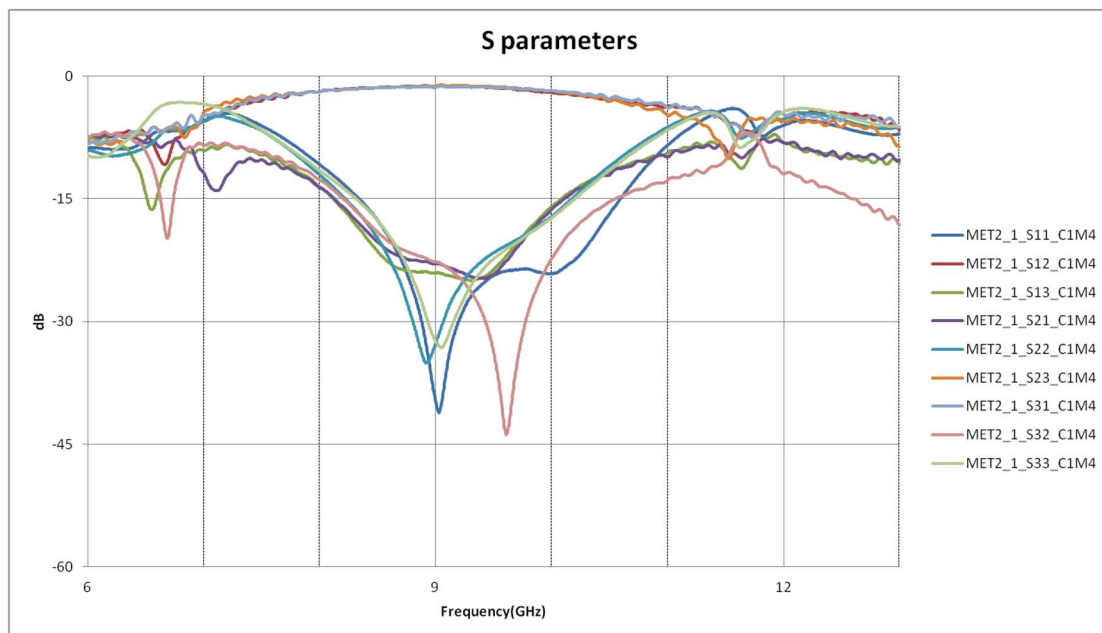
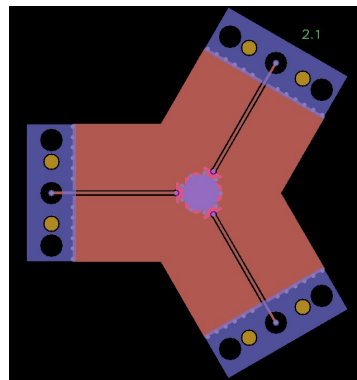
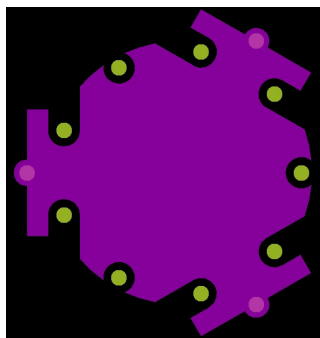


Description	Values	
Central Frequency	9,235GHz	
Frequency Bandwidth	8,51GHz – 9,96GHz (1,45GHz)	
Insertion Losses	1 toward 2	0,87dB < IL < 1,2dB
	3 toward 1	1,4dB < IL < 2,17dB
Return Losses	> 17,5dB on all RF access	
RF Isolation	1 toward 3	> 34dB
	2 toward 1	> 15dB

Figura 3.75.- Topología ctw2.2, medida parámetros [S] y tabla de especificaciones

Diseño modificado circulator simple (MET2_1):

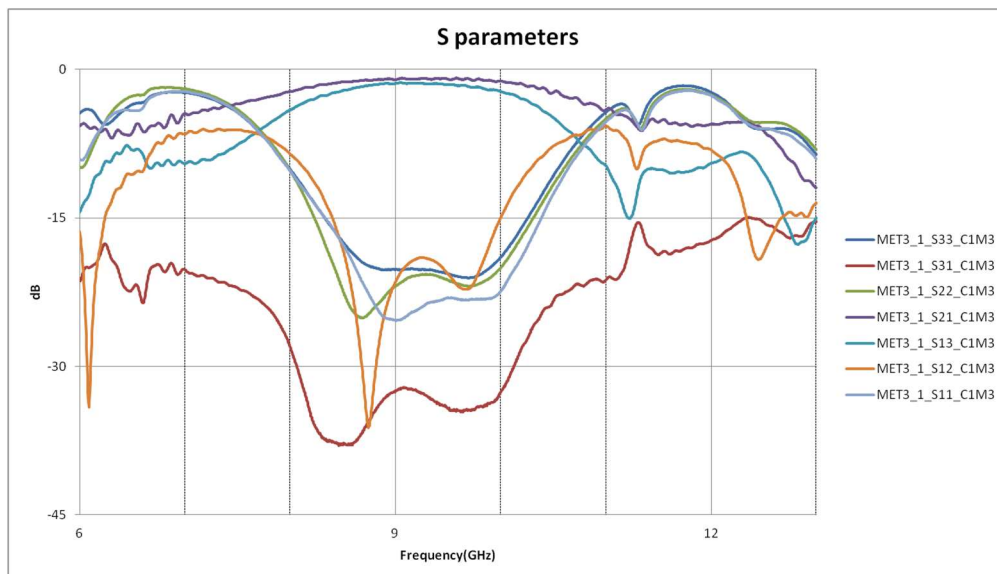
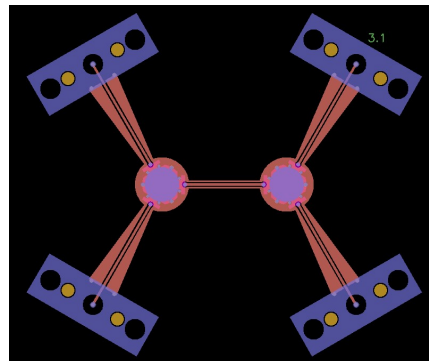
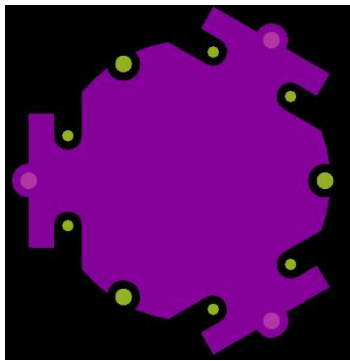
Partiendo del diseño original utilizado en el circulator simple ctw2.2, y aplicando los valores de los parámetros de magnetización remanente del magneto = 0.7, magnetización de saturación de la ferrita = 1200 y 4 magnetos, se diseña este circulator simple. La gráfica y la tabla se corresponden con el mejor comportamiento general de parámetros S, obtenido con 4 magnetos.



Description	Values	
Central Frequency	9,21GHz	
Frequency Bandwidth	8,34GHz – 10,08GHz (1,74GHz)	
Insertion Losses	1 toward 3	1,2dB < IL < 1,9dB
	3 toward 2	1,07dB < IL < 2,0dB
	2 toward 1	1,15dB < IL < 2,17dB
VSWR	> 15dB on all RF access	
RF Isolation	1 toward 2	> 15dB
	2 toward 3	> 16,8dB
	3 toward 1	> 15dB

Figura 3.76.- Topología ctw2.2 modificado, valores de simulación $\text{Mag}_{Br} = 0.7$ y $\text{Fe}_{Mmag} = 1200$, medida parámetros [S] y tabla de especificaciones

Partiendo del diseño utilizado en el circulator simple modificado (MET2_1) y manteniendo los parámetros de simulación utilizados en dicho circulator, se diseña este circulator doble. La gráfica y la tabla se corresponden con el mejor comportamiento general de parámetros S, obtenido con 3 magnetos.



Description	Values	
Central Frequency	9,2GHz	
Frequency Bandwidth	8,4GHz – 10GHz (1,6GHz)	
Insertion Losses	1 toward 2	0,88dB < IL < 1,45dB
	3 toward 1	1,35dB < IL < 2,4dB
Return Losses	> 16dB on all RF access	
RF Isolation	1 toward 3	> 32dB
	2 toward 1	> 19dB

Figura 3.77.- Topología ctw2.2 modificado circulator doble, valores de simulación $Mag_{Br} = 0.7$ y $Fe_{Mmag} = 1200$, medida parámetros [S] y tabla de especificaciones

Conclusiones medidas topología ctw2.2:

Los tres diseños se comportan de forma muy satisfactoria, en relación a las especificaciones indicadas en los anexos 2 y 3. En el caso de los circuitos modificados, tanto el circulador simple como el doble, se simularon con 4 magnetos, $\text{mag}_{Br}=0.7$ y $\text{fe}_{M\text{mag}}=1200$. En el caso del circulador doble se ha escogido como mejor comportamiento el asociado con 3 magnetos. Es preciso indicar que, como se muestra en la gráfica siguiente, la medida con 4 magnetos también es igualmente satisfactoria.

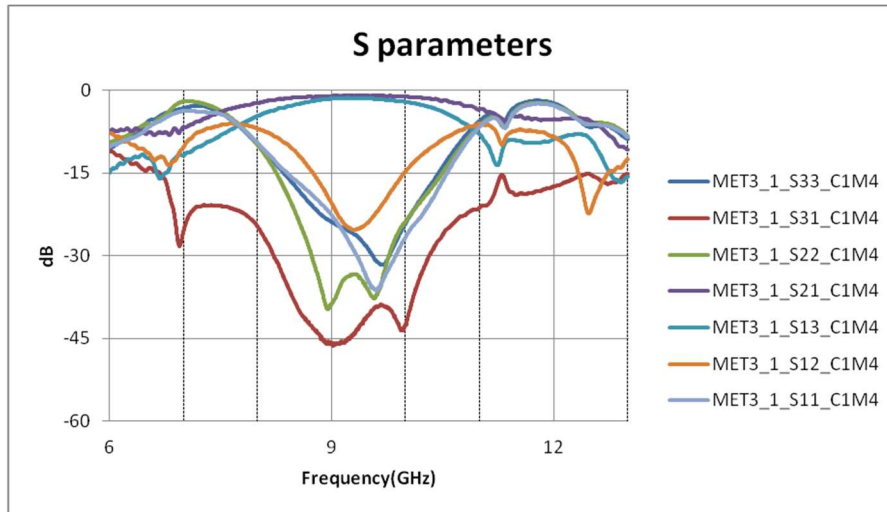


Figura 3.78.- Comportamiento circulador doble modificado con 4 magnetos.

Si comparamos medida y simulación para este caso de circulador doble, se detecta un desplazamiento frecuencial entre medida y simulación, y una diferencia en las pérdidas de paso. En la figura 3.79, se muestra la simulación con 4 magnetos y las medidas realizadas para 3, 4 y 5 magnetos.

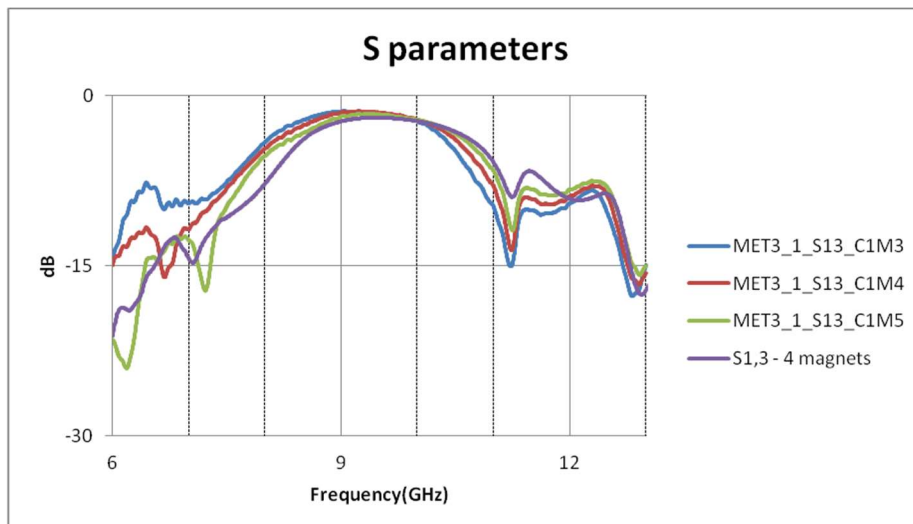


Figura 3.79.- Comparativa parámetro S1,3 simulación y medidas.

Si tenemos en cuenta la medida de 5 magnetos y la comparamos con la simulación (4 magnetos), vemos que frecuencialmente se corresponde razonablemente bien, aunque las pérdidas de paso, difieren de forma más importante (Ver figura 3.80).

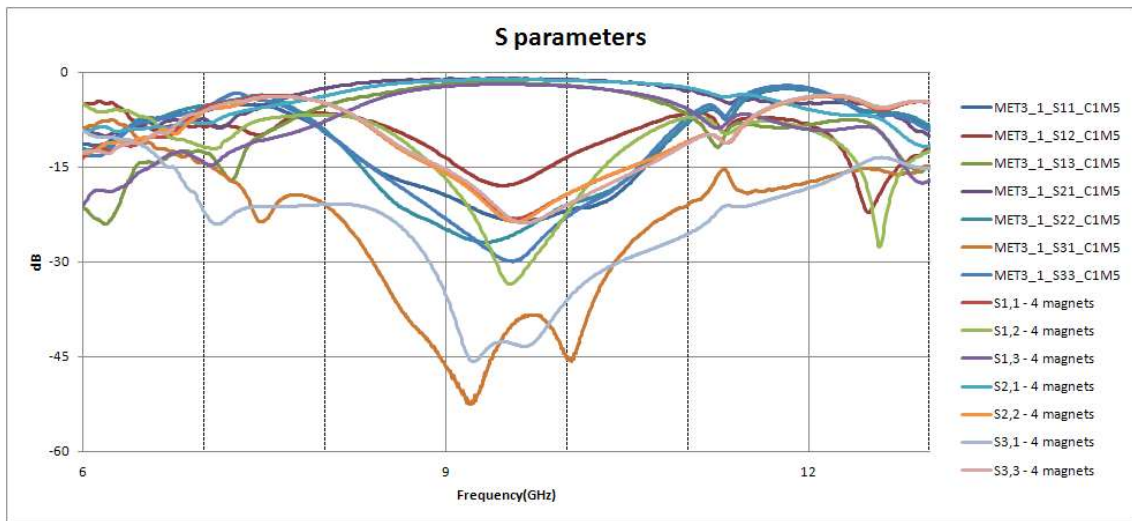


Figura 3.80.- Comparativa simulación-medida (4 y 5 magnetos) circulador doble modificado.

Así, se concluye que los parámetros modificados en la simulación de este circuito, se comportan bastante bien respecto a medida.

Para el caso de circulador simple modificado (Ver figura 3.81), también se ve un buen comportamiento entre medida y simulación para 4 magnetos, aunque con un desplazamiento frecuencial, tal y como se ha visto también en el circulador doble.

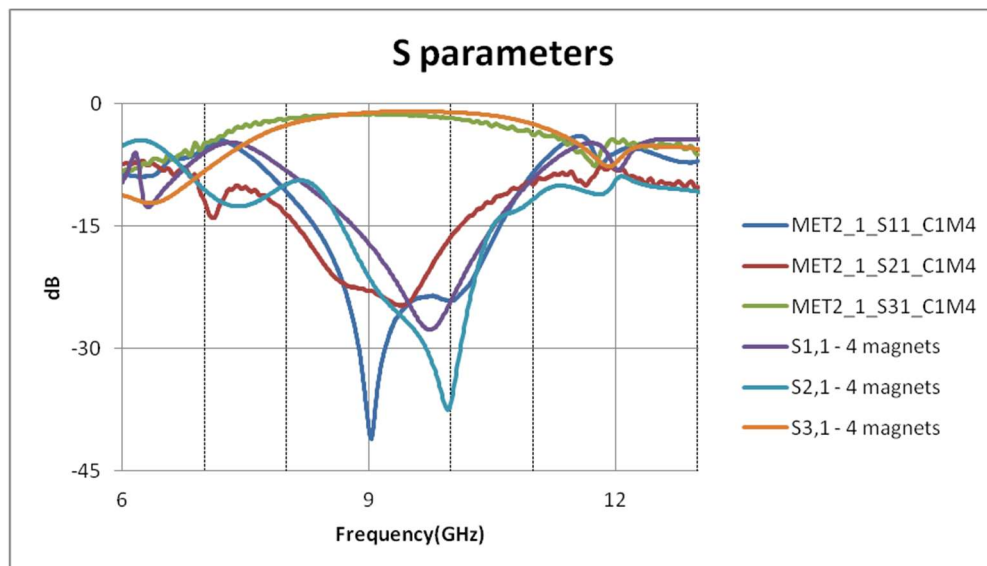


Figura 3.81.- Comparativa simulación-medida 4 magnetos circulador simple modificado.

En el caso de la fabricación del circuito simple modificado, pero con un radio de la ferrita de 1.5mm; es decir, inferior al tamaño del disco del resonador y del magneto; el objetivo era

conseguir que el campo producido por los magnetos cubriera todo el volumen de la ferrita y ésta pudiera saturarse en todo su volumen.

En la figura 3.82 se muestra la comparativa de los parámetros S medidos, correspondientes a los circuitos simples modificados, con radio de ferrita 2mm (MET2_1) y radio de ferrita 1.5mm (MET4_1). Observamos que el comportamiento es peor en el circuito con radio de ferrita 1.5mm que en el diseño de partida.

Consideramos, por tanto, que aunque la ferrita esté mejor saturada en su volumen total; el efecto girotrópico producido en la ferrita no tiene el efecto de circulación adecuado debido a que el resonador que se forma entre las pistas de cobre (disco y masa) y la ferrita no corresponde con un diseño destinado a la circulación. Es decir, la circulación que se produce en el borde de la ferrita, queda muy alejada de los bordes del disco y de los puertos de entrada-salida, no pudiendo producirse la circulación adecuada.

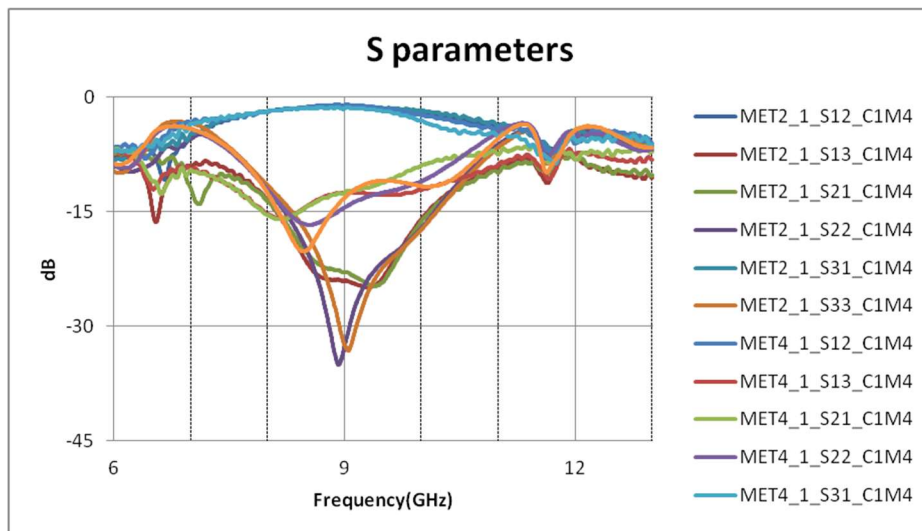


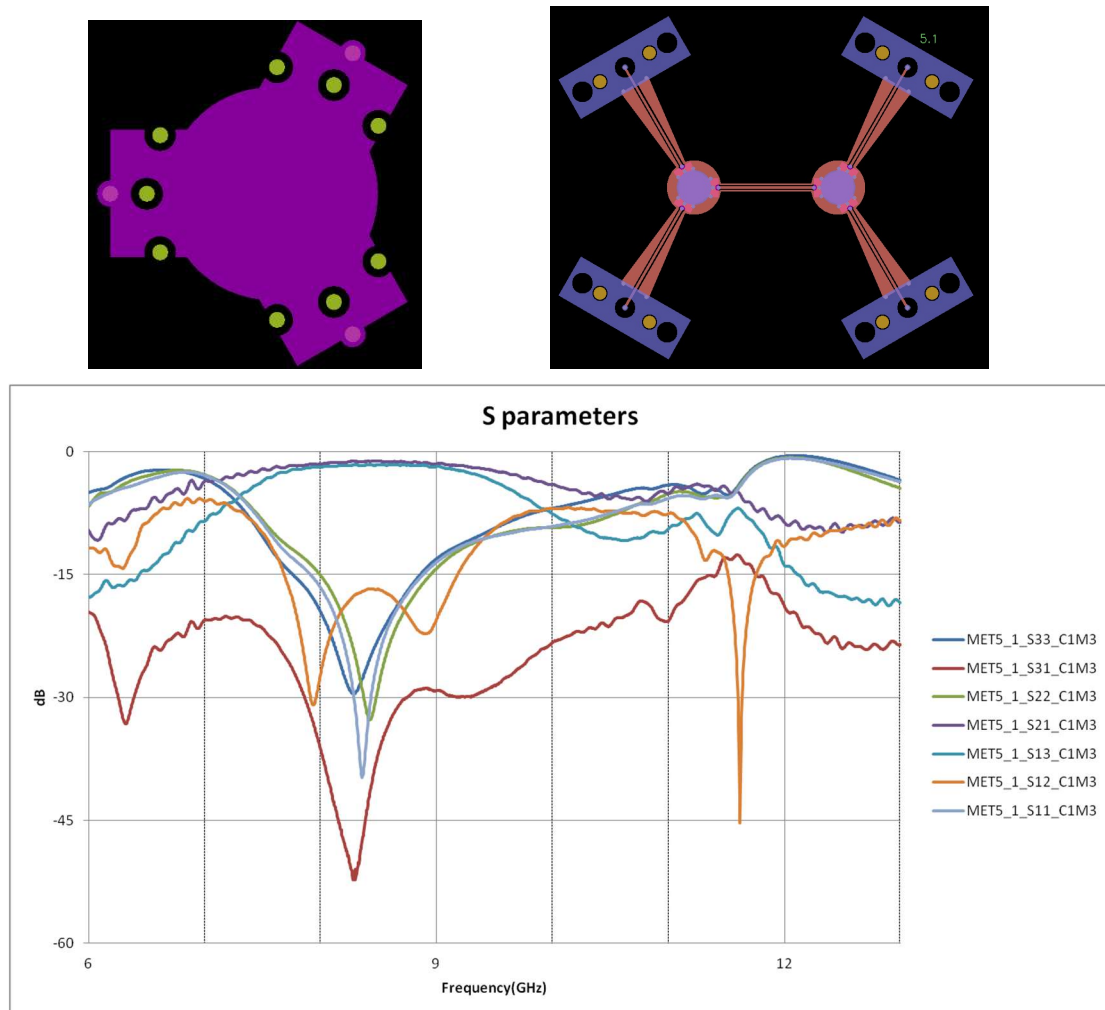
Figura 3.82.- Comparativa medida 4 magnetos circulator simple modificado y circulator simple modificado con radio de ferrita de 1.5mm (topología ctw2.2).

En el caso del circuito con anillos (que se verá más adelante, topología ctw2.1.4), el efecto de filtrado que producen los anillos, se debe a que están posicionados adecuadamente en el borde del disco resonador y de la ferrita.

Topología ctw6.1.2:

Diseño original circulator doble (MET5_1):

Partiendo del diseño original utilizado en el circulator simple ctw6.1.2, y manteniendo los parámetros de simulación utilizados en dicho circulator, se diseña este circulator doble. La gráfica y la tabla se corresponden con el mejor comportamiento general de parámetros S, obtenido con 3 magnetos (al igual que ocurría con el diseño original de circulator simple, mostrado al principio de la descripción de la actividad 4).

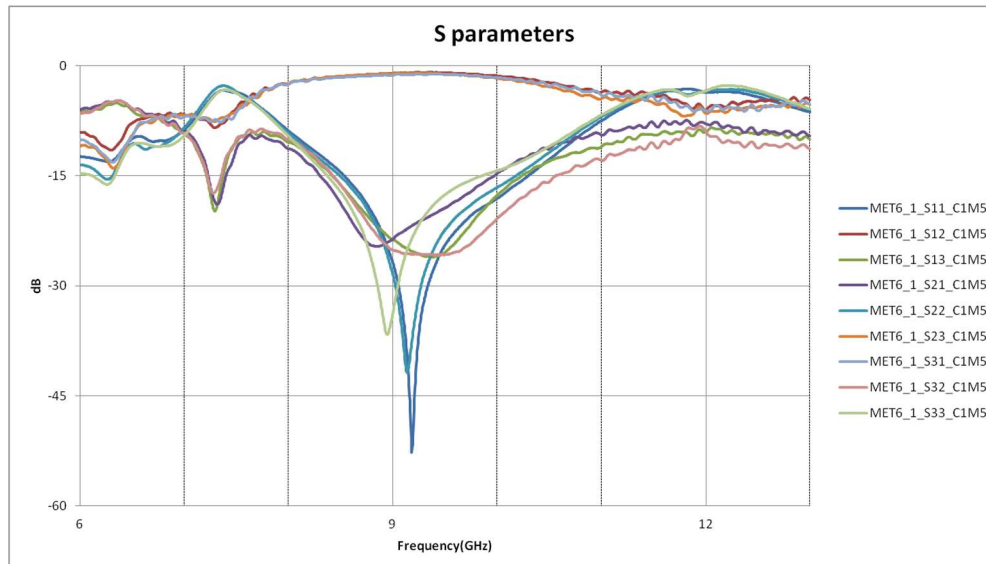
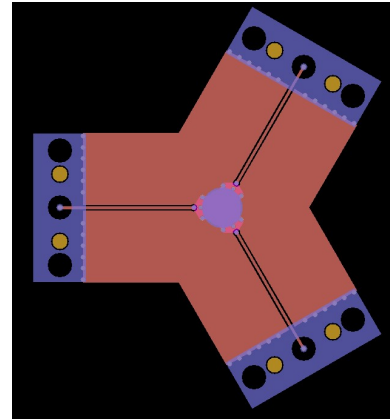
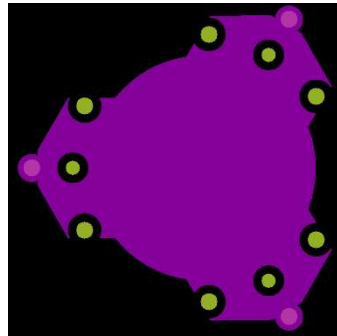


Description	Values	
Central Frequency	8,43GHz	
Frequency Bandwidth	8,0GHz – 8,86GHz (0,86GHz)	
Insertion Losses	1 toward 2	1,12dB < IL < 1,52dB
	3 toward 1	1,56dB < IL < 1,88dB
Return Losses	> 15dB on all RF access	
RF Isolation	1 toward 3	> 29dB
	2 toward 1	> 16,7dB

Figura 3.83.- Topología ctw6.1.2 circulator doble (MET5_1), medida parámetros [S] y tabla de especificaciones

Diseño modificado circulator simple (MET6_1):

Partiendo del diseño original utilizado en el circulator simple ctw6.1.2, y aplicando los valores de los parámetros de magnetización remanente del magneto = 0.8, magnetización de saturación de la ferrita = 1200 y 3 magnetos, se diseña este circulator simple. La gráfica y la tabla se corresponden con el mejor comportamiento general de parámetros S, obtenido con 5 magnetos.

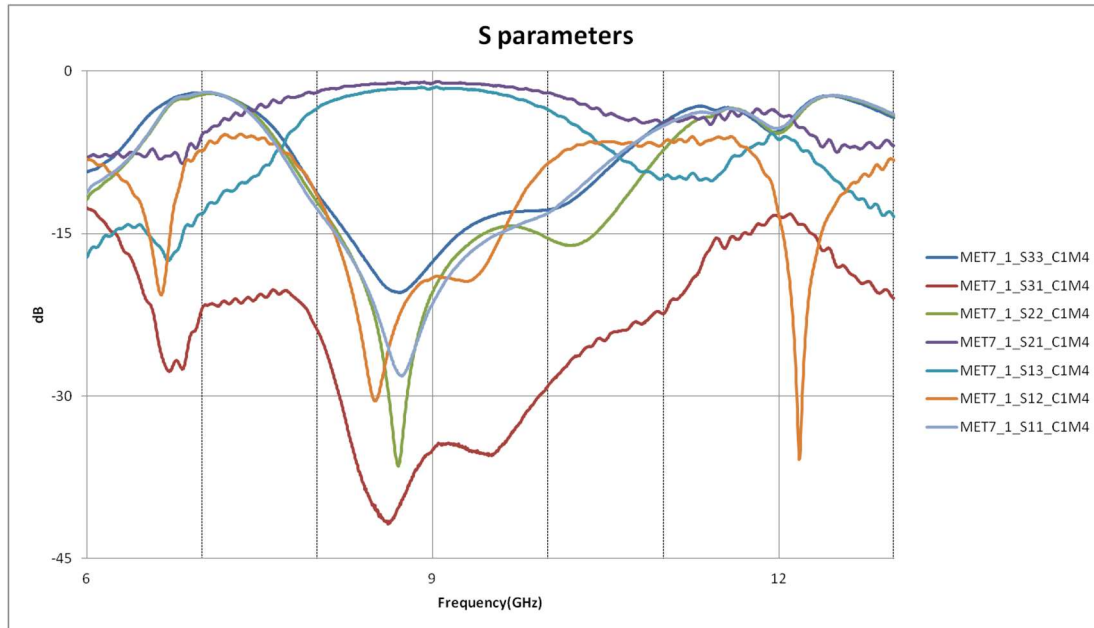
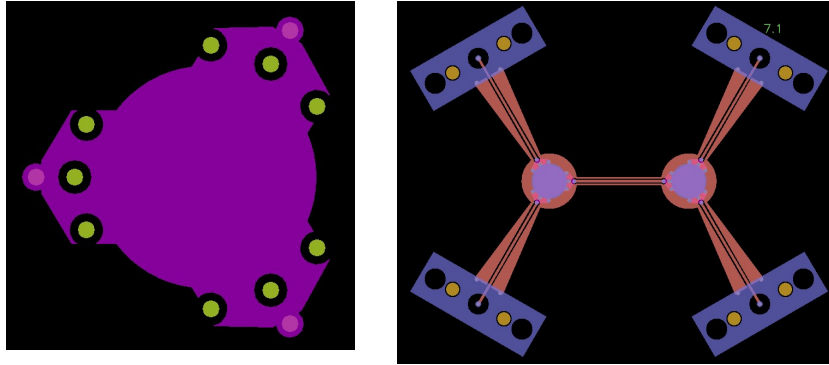


Description	Values	
Central Frequency	9,21GHz	
Frequency Bandwidth	8,54GHz – 9,85GHz (1,31GHz)	
Insertion Losses	1 toward 3	1,12dB < IL < 1,55dB
	3 toward 2	0,97dB < IL < 1,54dB
	2 toward 1	0,88dB < IL < 1,42dB
VSWR	> 15dB on all RF access	
RF Isolation	1 toward 2	> 16dB
	2 toward 3	> 16,5dB
	3 toward 1	> 16,5dB

Figura 3.84.- Topología ctw6.1.2 circulator simple modificado (MET6_1), medida parámetros [S] y tabla de especificaciones

Diseño modificado circulator doble (MET7_1):

Partiendo del diseño utilizado en el circulator simple modificado (MET6_1) y manteniendo los parámetros de simulación utilizados en dicho circulator, se diseña este circulator doble. La gráfica y la tabla se corresponden con el mejor comportamiento general de parámetros S, obtenido con 4 magnetos.



Description	Values	
Central Frequency	8,74GHz	
Frequency Bandwidth	8,25GHz – 9,23GHz (0,98GHz)	
Insertion Losses	1 toward 2	1dB < IL < 1,43dB
	3 toward 1	1,47dB < IL < 2,3dB
Return Losses	> 15dB on all RF access	
RF Isolation	1 toward 3	> 34,3dB
	2 toward 1	> 18,9dB

Figura 3.85.- Topologia ctw6.1.2 circulator doble modificado (MET7_1), medida parámetros [S] y tabla de especificaciones

Conclusiones medidas topología ctw6.1.2:

Los tres diseños se comportan de forma bastante satisfactoria, en relación a las especificaciones indicadas en los anexos 2 y 3; aunque mucho más ajustados que los obtenidos con la topología ctw2.2.

En el circulator simple inicial la mejor respuesta se conseguía con 3 magnetos, mientras que en el diseño modificado se consigue con 5 magnetos. Si comparamos la respuesta de parámetros S de ambos diseños; vemos que el diseño modificado muestra un mejor comportamiento de parámetros S que con el diseño inicial. El desplazamiento en frecuencia es debido al mayor número de magnetos del diseño modificado. Ver figura 3.86.

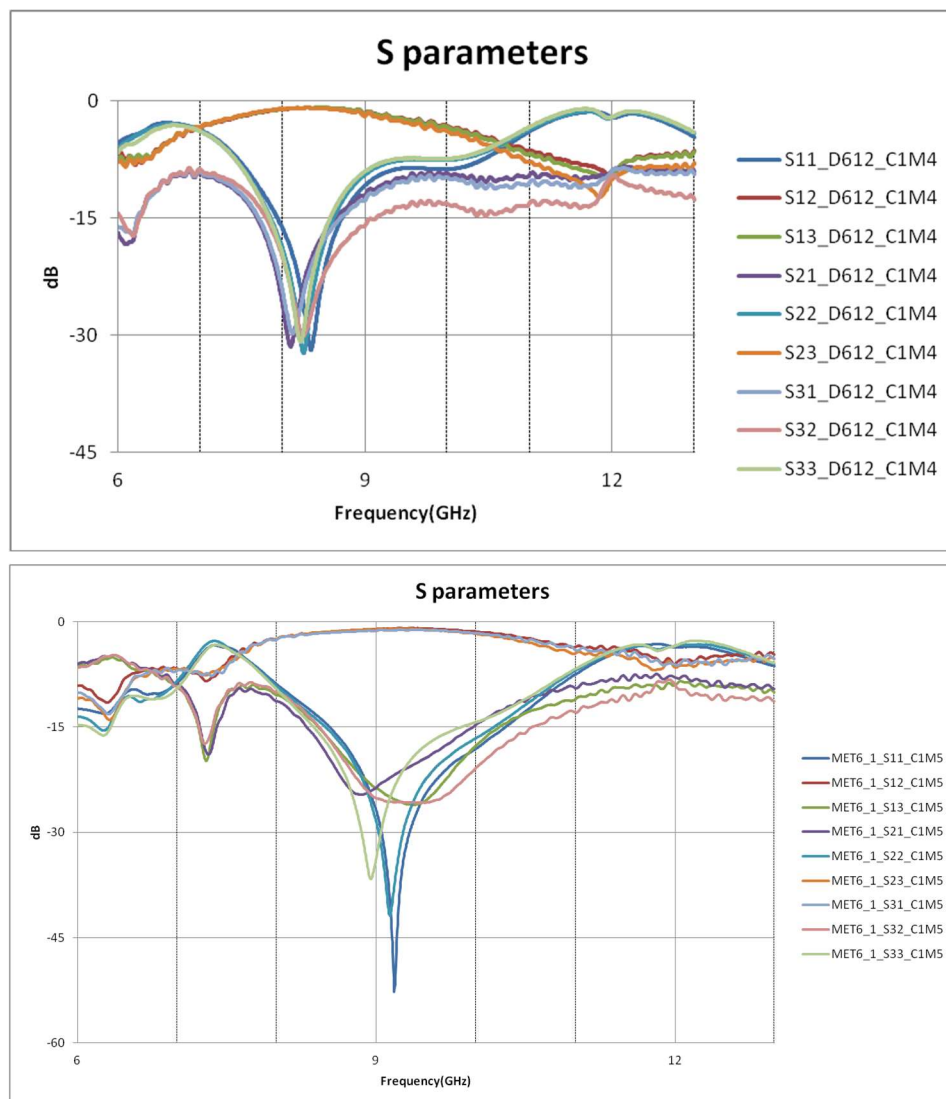


Figura 3.86.- Comparativa medida mejor comportamiento circulator simple inicial y modificado.

Como vemos en la figura 3.87; en el caso de los circuladores dobles, el mejor comportamiento para el diseño inicial (C1M5) se encuentra con 3 magnetos; mientras que para el diseño modificado (C1M7), es con 4 magnetos.

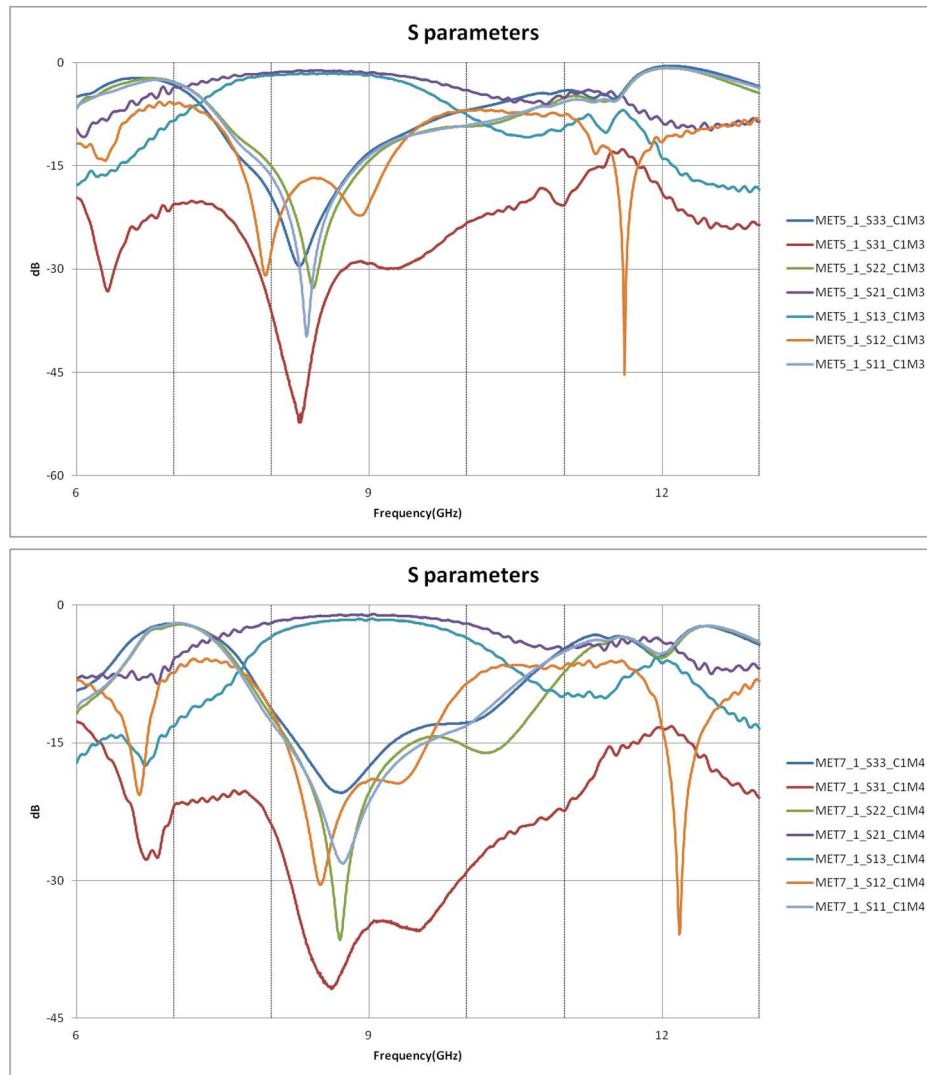


Figura 3.87.- Comparativa medida mejor comportamiento circulator doble inicial y modificado.

Comparando la respuesta de parámetros S de ambos diseños; vemos que el diseño modificado muestra en general un mayor ancho de banda que el diseño sencillo. También se observa un pequeño desplazamiento frecuencial debido a la utilización de 4 magnetos en el diseño modificado.

De forma similar a lo realizado con la topología ctw2.2, para la tipología ctw6.1.2 también se ha implementado un diseño de circulador simple modificado (MET8_1), con una ferrita de radio 1.5mm. El comportamiento de parámetros S, en el caso de la ferrita de 1.5mm de radio, también es peor que el correspondiente al circuito de ferrita de radio 2mm (MET6_1), como se muestra en la figura 3.88.

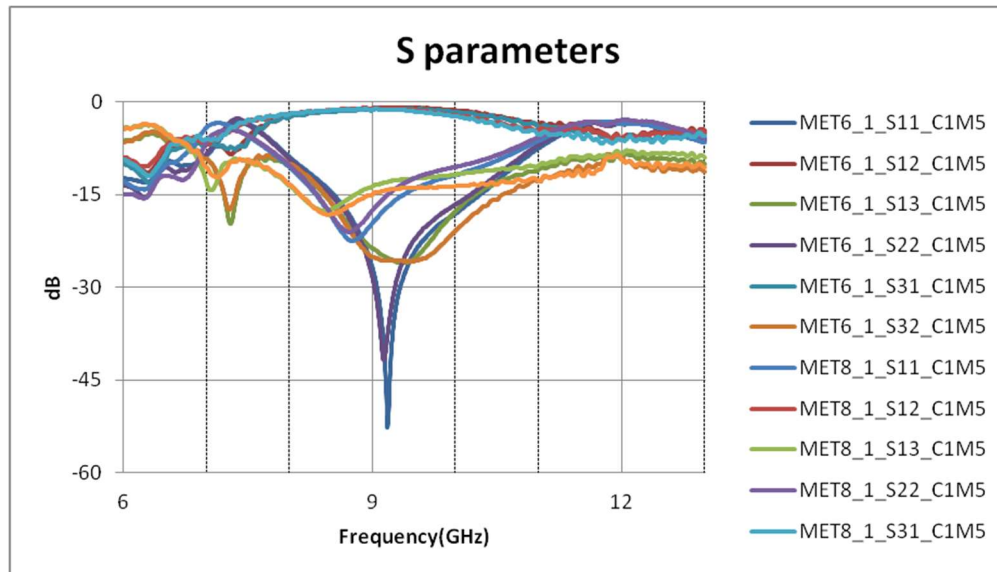
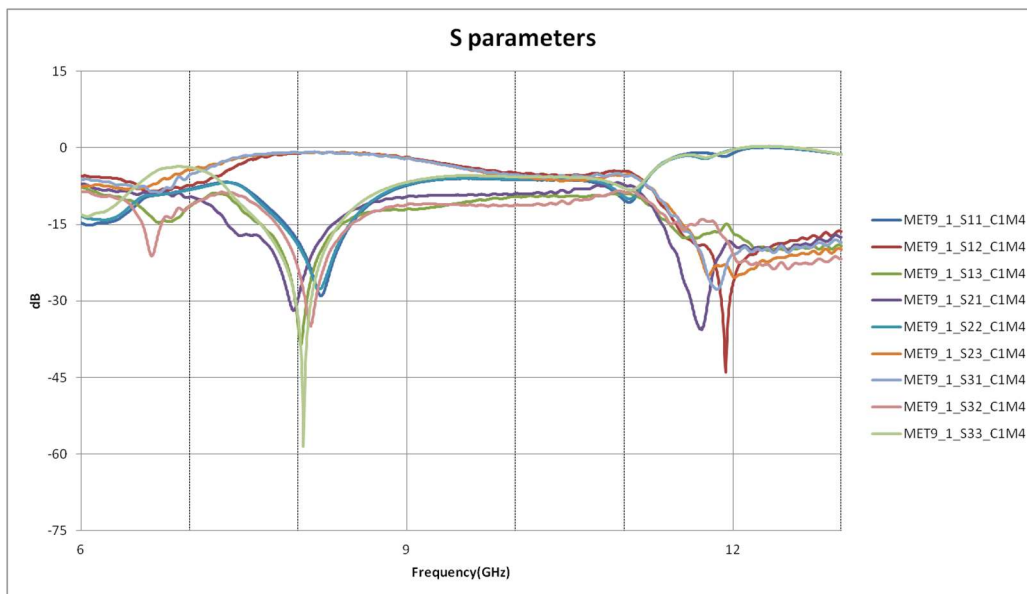
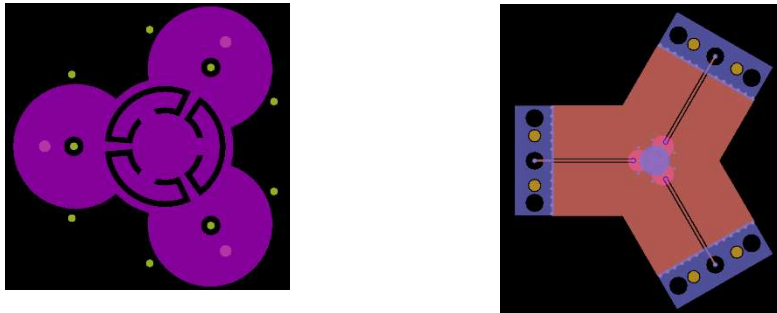


Figura 3.88.- Comparativa medida 5 magnetos circulador simple modificado y circulador simple modificado con radio de ferrita de 1.5mm (topología ctw6.1.2).

Topología ctw2.1.4:

Diseño inicial circulator simple (MET9_1):

Este diseño no se había implementado en ninguna fabricación anterior. Los parámetros utilizados para este diseño original corresponden con los indicados por el fabricante. Se simula para 1 magneto de polarización. La gráfica y la tabla se corresponden con el mejor comportamiento general de parámetros S, obtenido con 4 magnetos. La implementación de anillos de tipo metamaterial provoca el filtrado de señal en torno a los 12GHz y una miniaturización pero con reducción del ancho de banda.

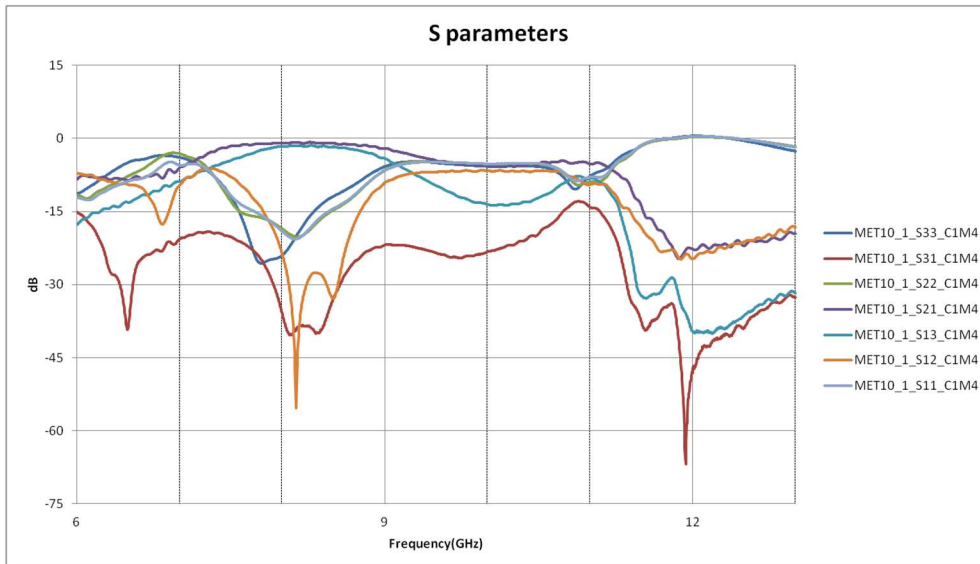
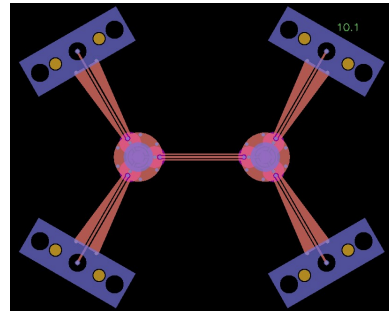
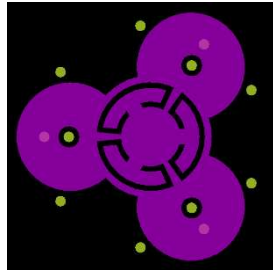


Description	Values	
Central Frequency	8,1GHz	
Frequency Bandwidth	7,89GHz – 8,31GHz (0,42GHz)	
Insertion Losses	1 toward 3	0,78dB < IL < 1,12dB
	3 toward 2	0,83dB < IL < 1,04dB
	2 toward 1	0,8dB < IL < 1,22dB
VSWR	> 15dB on all RF access	
RF Isolation	1 toward 2	> 15dB
	2 toward 3	> 17,8dB
	3 toward 1	> 16,7dB

Figura 3.89.- Topología ctw2.1.4 circulator simple (MET9_1), medida parámetros [S] y tabla de especificaciones

Diseño inicial circulator doble (MET10_1):

Partiendo del diseño inicial utilizado en el circulator simple ctw2.1.4 (MET9_1), y manteniendo los parámetros de simulación utilizados en dicho circulator, se diseña este circulator doble. La gráfica y la tabla se corresponden con el mejor comportamiento general de parámetros S, obtenido con 4 magnetos (al igual que ocurría con el circulator simple).

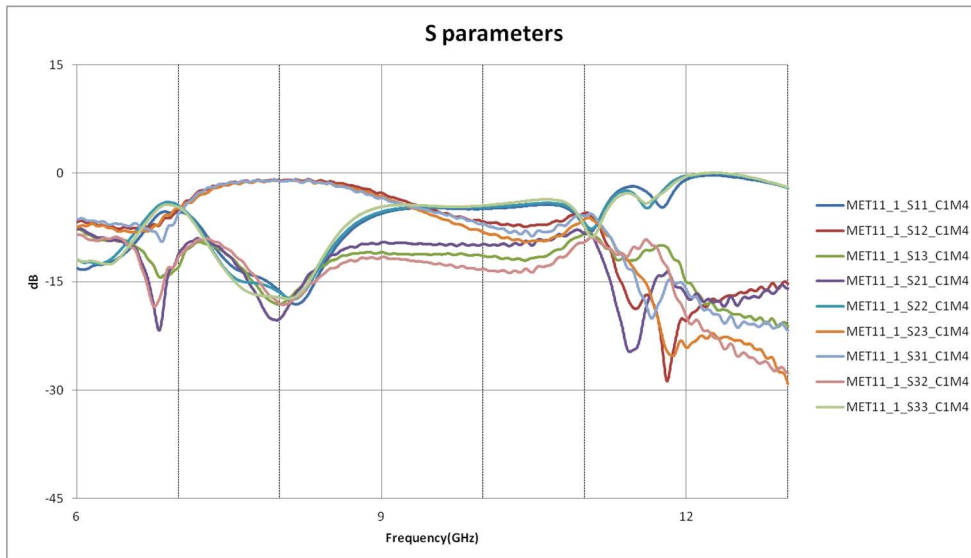
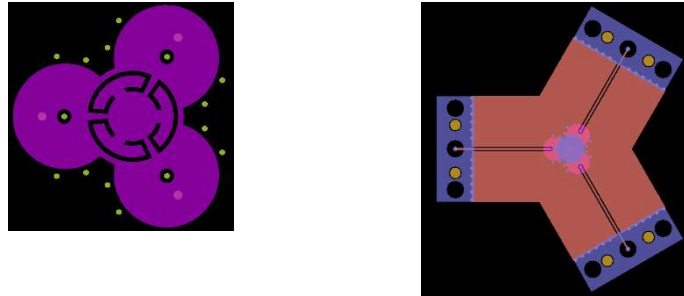


Description	Values	
Central Frequency	8,065GHz	
Frequency Bandwidth	7,82GHz – 8,31GHz (0,49GHz)	
Insertion Losses	1 toward 2	0,79dB < IL < 1,17dB
	3 toward 1	1,44dB < IL < 2,3dB
Return Losses	> 15dB on all RF access	
RF Isolation	1 toward 3	> 25,5dB
	2 toward 1	> 15dB

Figura 3.90.- Topología ctw2.1.4 circulator doble (MET10_1), medida parámetros [S] y tabla de especificaciones

Diseño modificado circulator simple (MET11_1):

Partiendo del diseño inicial utilizado en el circulator simple ctw2.1.4, y aplicando los valores de los parámetros de magnetización remanente del magneto = 0.7, magnetización de saturación de la ferrita = 1200 y 3 magnetos, se diseña este circulator simple. La gráfica y la tabla se corresponden con el mejor comportamiento general de parámetros S, obtenido con 4 magnetos. La implementación de anillos de tipo metamaterial provoca el filtrado de señal en torno a los 12.5GHz.

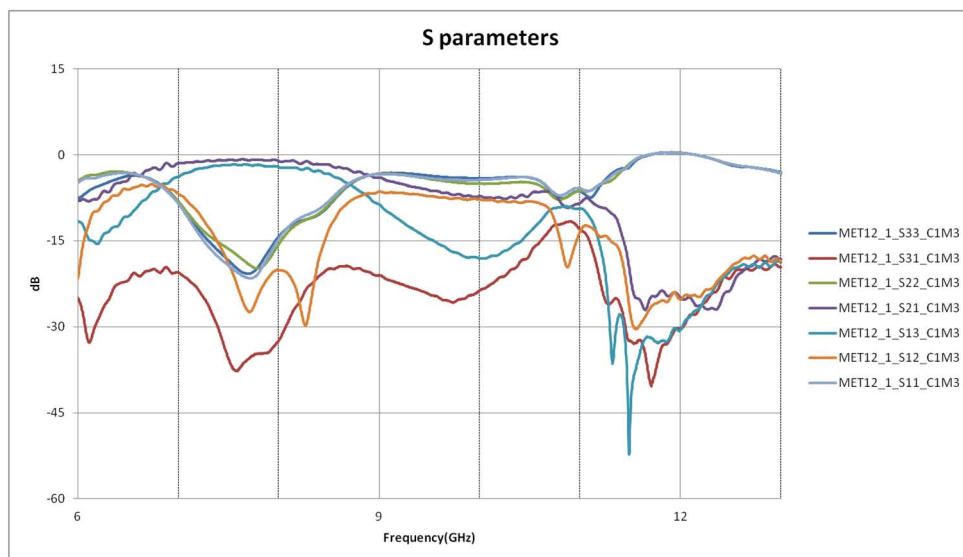
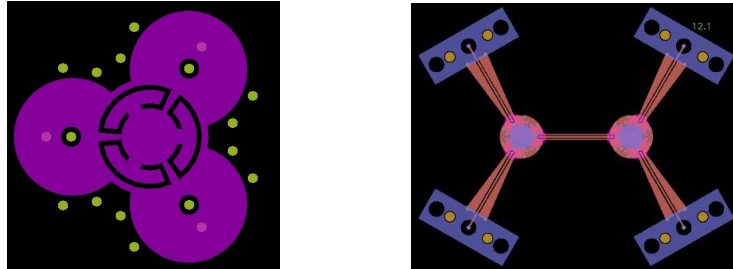


Description	Values	
Central Frequency	8,06GHz	
Frequency Bandwidth	7,88GHz – 8,24GHz (0,36GHz)	
Insertion Losses	1 toward 3	0,93dB < IL < 1,3dB
	3 toward 2	0,96dB < IL < 1,22dB
	2 toward 1	0,87dB < IL < 1,09dB
VSWR	> 15dB on all RF access	
RF Isolation	1 toward 2	> 15dB
	2 toward 3	> 16,3dB
	3 toward 1	> 15dB

Figura 3.91.- Topología ctw2.1.4 circulator simple (MET11_1), medida parámetros [S] y tabla de especificaciones

Diseño modificado circulator doble (MET12_1):

Partiendo del diseño modificado utilizado en el circulator simple ctw2.1.4 (MET11_1), y manteniendo los parámetros de simulación utilizados en dicho circulator, se diseña este circulator doble. La gráfica y la tabla se corresponden con el mejor comportamiento general de parámetros S, obtenido con 3 magnetos.



Description	Values	
Central Frequency	7,68GHz	
Frequency Bandwidth	7,39GHz – 7,97GHz (0,58GHz)	
Insertion Losses	1 toward 2	0,78dB < IL < 1,03dB
	3 toward 1	1,65dB < IL < 2,0dB
Return Losses	> 15dB on all RF access	
RF Isolation	1 toward 3	> 29,7dB
	2 toward 1	> 15dB

MTM FILTERING	Values	
Central Frequency	12GHz	
Frequency Bandwidth	11,5GHz – 12,5GHz (1GHz)	
Signal Filtering	1 toward 2	>20 dB
	3 toward 1	>20 dB

Figura 3.92.- Topologia ctw2.1.4 circulator doble (MET12_1), medida parámetros [S], tabla de especificaciones y filtrado.

Conclusiones medidas topología ctw2.1.4:

Todos los diseños presentan el filtrado de señal en torno a los 12GHz, provocado por los anillos de tipo metamaterial, por lo que el objetivo de la inclusión de técnicas MTM en este tipo de circuitos y composites metalo-dieléctricos es satisfactoria.

La inclusión de anillos en el camino de la circulación provoca asimismo una disminución del ancho de banda y un empeoramiento en el comportamiento de parámetros S. Sin embargo, también provoca una traslación de la circulación a frecuencias inferiores. Esta traslación en frecuencia posibilitaría el rediseño del circulador con dimensiones menores (miniaturización) a la frecuencia inicial.

La figura 3.93 muestra, para el mismo número de magnetos, el posicionamiento frecuencial de la topología con anillos (MET11_1) respecto a las topologías sin anillos (MET2_1 y MET6_1).

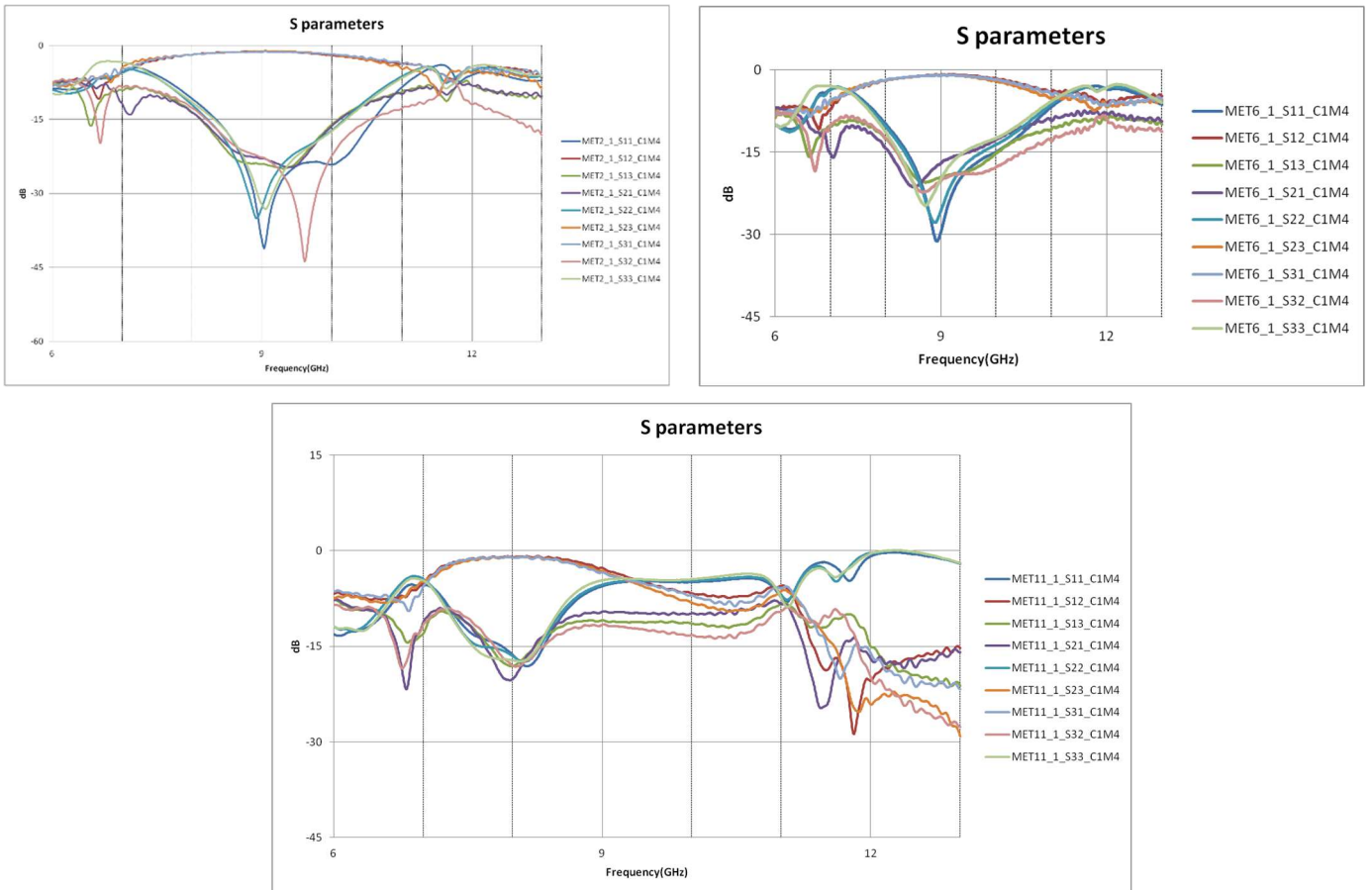


Figura 3.93.- Posicionamiento frecuencial de las diferentes tipologías para un mismo número de magnetos.

Presentación de prototipos y equipo de laboratorio:

Las medidas de parámetros S se realizaron utilizando un analizador de redes vectorial HP8722ES. Su rango frecuencial de funcionamiento va de 50MHz a 40GHz, y posee dos puertos de señal. Se implementó una *full two-port calibration* previa a la realización de las medidas.

La fotografía de la parte superior izquierda, muestra varios de los circuitos fabricados para este hito 2 del proyecto (circuladores simples y dobles). La fotografía de la esquina superior derecha muestra el analizador de redes y la disposición de los elementos para la medida. Las fotografías inferiores muestran la disposición de puertos del analizador de redes, y las cargas de 50ohm que se conectan a los puertos restantes, para la realización de la medida de parámetros S.

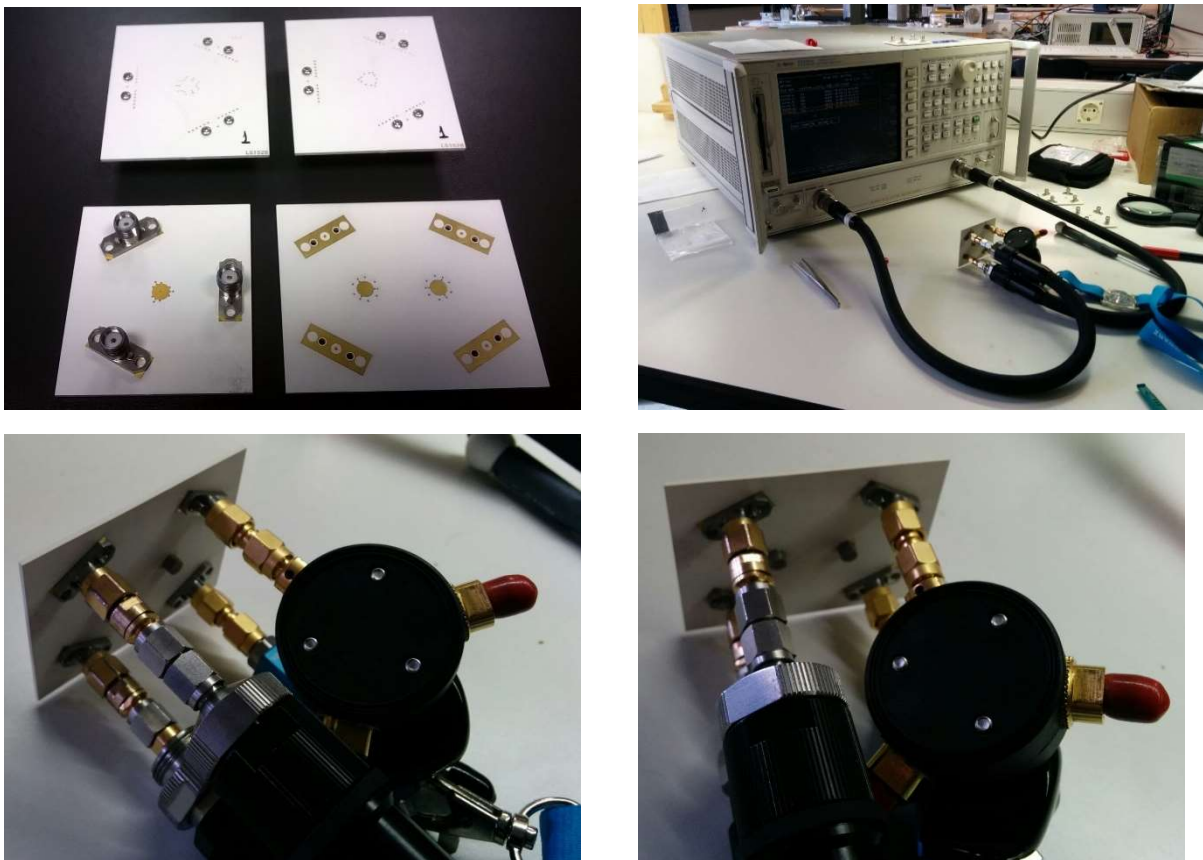


Figura 3.94.- Fotografías de los prototipos y medidas en laboratorio.

Se ha procurado prestar especial atención a la conectorización de los circuitos y cargas de 50ohm en el momento de realizar las medidas; sin embargo, el hecho de utilizar un instrumento de únicamente dos puertos para medir dispositivos de 3 y 4 puertos; ha podido provocar una ligera variabilidad en los resultados finales.

CAPITULO IV CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS

A continuación, se presentan las conclusiones y líneas futuras de los tres capítulos.

En cuanto a FDTD conforme el método ha ido madurando el número de áreas de aplicación ha ido creciendo y diversificándose. Inicialmente el método FDTD fue aplicado primordialmente en áreas clásicas del electromagnetismo como problemas de scattering, compatibilidad electromagnética, antenas, circuitos de microondas y propagación de ondas [12].

En estos últimos años ha sido aplicado a otras áreas incluyendo ingeniería biomédica, peligros ambientales electromagnéticos, georadar, fotónica, plasmonica, dispositivos de almacenamiento nano-ópticos, metamateriales, etc. Una buena referencia para ver gran parte de todas estas áreas de aplicación es [14].

La investigación en métodos FDTD sigue focalizada en cuatro tópicos:

1. El uso de un esquema de subgridding en las técnicas FDTD para aumentar la resolución local.
2. Emplear el algoritmo (ADI) FDTD (The alternating direction implicit finite-difference time-domain) para aumentar el tamaño del paso de tiempo.
3. Utilizar los clusters de ordenadores que se combinan con la librería paso de mensajes (MPI) para acelerar la simulación FDTD y resolver problemas electromagnéticos complejos.
4. Utilizando opciones de hardware optimizadas para acelerar la simulación FDTD.

Además, los algoritmos alternativos de FDTD tales como el dominio de tiempo de resolución múltiple (MRTD) y el pseudo-espectro del dominio del tiempo (PSTD) técnica se han propuesto con el fin de reducir el muestreo espacial. Sin embargo, la estrategia, que se ha encontrado ser más robusto en comparación con el MRTD y PSTD, es paralelizar el código de conformidad y mejorar con el algoritmo de subgridificación, ADI y hardware VALU / AVX / GPU Aceleración [13].

El método FDTD continúa desarrollándose y expandiéndose. Las áreas de empuje actuales incluyen los métodos FDTD de orden superior, técnicas de mallado más generales, esquemas incondicionalmente estables y aplicaciones multifísicas.

Sin embargo, nuestra experiencia en Tafco al menos para el cálculo de filtros, circuladores y antenas, que como ya se ha comentado es el ámbito natural para el FDTD sigue siendo suficiente los fundamentos tratados en el capítulo 1 de esta tesis. Lo que si representa un gran avance es la utilización de paralelismo del algoritmo FDTD. Lo cual concuerda con [13]

En cuanto al entorno grafico a día de hoy sigue siendo un acierto la selección de Blender y la construcción de un software basado en el modulo de scripting de python que incorpora Blender. El desarrollo de TSolver se realizo con la versión 2.57 de Blender sin embargo con cambios muy pequeños es totalmente funcional con la versión 2.77 tal y como se puede apreciar en la siguiente imagen:

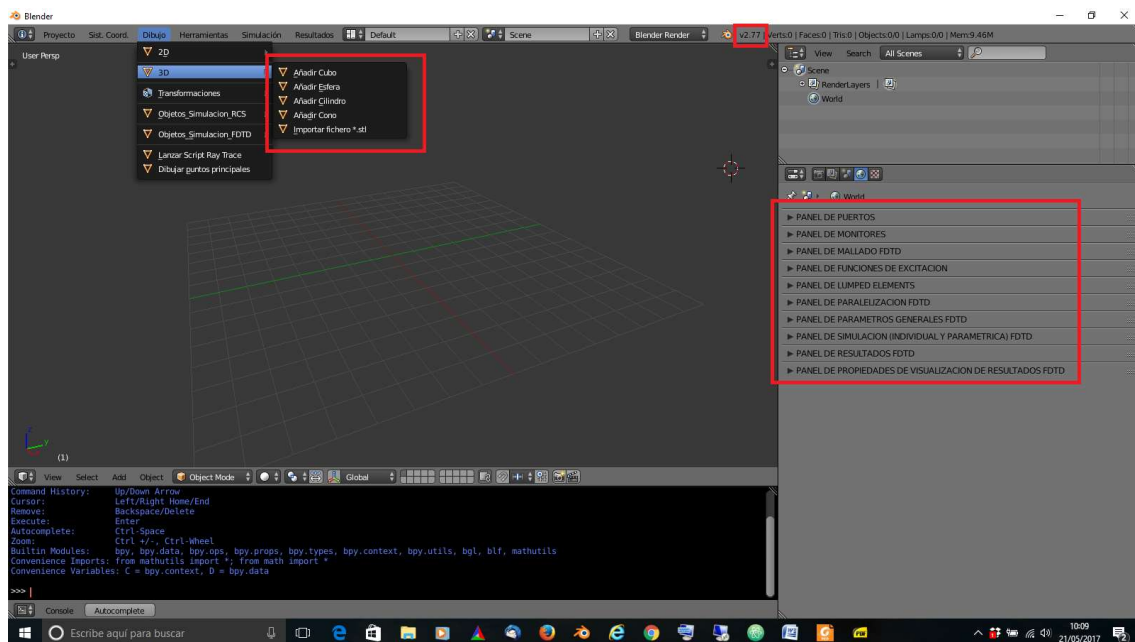


Figura 4.1. TSolver instalado en Blender 2.77.

En la figura 4.1 se puede apreciar en la parte derecha arriba un pequeño recuadro rojo donde dentro se puede apreciar la versión 2.77 de Blender. También se puede apreciar nuestro panel específico de FDTD y nuestro modulo 3D donde se pueden ver las 4 primitivas que utilizamos para dibujar nuestros diseños y la importación de ficheros *.stl para poder importar diseños.

Con relación a los ficheros *.stl cabe indicar que son ficheros que definen “unstructured polygonal mesh” tal y como indica [15] en realidad se trata de archivos tipo ascii donde se describen caras del modelo en base a vértices. En [15] desarrollan un código mas evolucionado que el desarrollado en Tafco y que forma parte de la línea de trabajo futura para incorporar las funcionalidades de dicho código abierto a nuestro simulador para crear la rejilla de Yee a partir de ficheros *.stl. Es importante indicar que en el código RCS de TSolver utilizamos directamente el mallado de triangulos y polígonos que calcula Blender. Por tanto, la idea sería que con la incorporacion del código de [15] pudiéramos utilizar directamente la malla de Blender para realizar la rejilla de Yee.

En cuanto a los filtros y los circuladores lo primero que hay que decir es que los diseños de filtros son diseños de los años 2004, 2006 y 2008. Mientras que los circuladores son diseños realizados del 2013 al 2015.

Las conclusiones y líneas futuras en cuanto a los filtros las he extraído de las referencias [16, 17, 18]. Los filtros desempeñan un papel insustituible en virtualmente cualquier tipo de sistema de radiofrecuencia (RF)/microondas. Con el reciente desarrollo rápido y el uso generalizado de varios sistemas de comunicación inalámbrica, los requisitos cada vez más estrictos que se plantean en los filtros de RF / microondas son tamaño más pequeño, mayor rendimiento y menor costo, todos estos simultáneamente requeridos hoy en día. Incluso más recientemente, el funcionamiento multibanda se considera necesario para resolver los retos de la capacidad insuficiente de los diversos sistemas inalámbricos. Para ello, se necesitan ampliamente filtros de microondas de alto rendimiento y compactos que funcionan a dos o más frecuencias no relacionadas armónicamente y se están investigando hoy en día diversos enfoques diferentes de su diseño. Así que hoy más que nunca para diseñar estos filtros tan exigentes se hace

completamente necesario el uso de una herramienta de cálculo electromagnético. Con la ayuda de simuladores de onda completa, la disposición final de un filtro se determina a través de múltiples simulaciones electromagnéticas, ajustes en su estructura general, hasta gradualmente ir obteniendo los rendimientos de filtrado especificados. Es decir, hoy en día se requiere múltiples iteraciones hasta obtener el filtro deseado. Esto fue experimentado durante el diseño del filtro de Fagor. También es muy importante elegir bien el tipo de puerto, normalmente un puerto discreto puede ser suficiente, pero a veces puede ser necesario un puerto coaxial.

Hay que indicar que los filtros de Thales de 2006 y el filtro de Fagor de 2008 no fueron publicados por razones de confidencialidad. Pero las ideas utilizadas en estos filtros siguen hoy vigentes como lo demuestra el artículo [20] “Miniaturized Microstrip Bandpass Filters Using Novel Stub Loaded Resonator “Mohamadrezza Salehi and Leila Noori. ACES JOURNAL, Vol. 30, No. 6, June 2015. Este artículo referencia [19] y es curioso ver el parecido entre uno de los diseños que presenta, con el diseño de 2008 para Fagor.

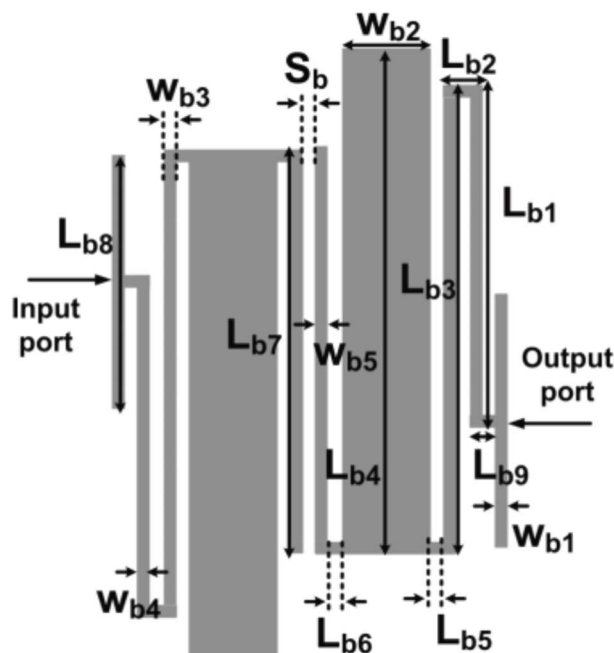


Figura 4.2. Layout de filtro en referencia [20].

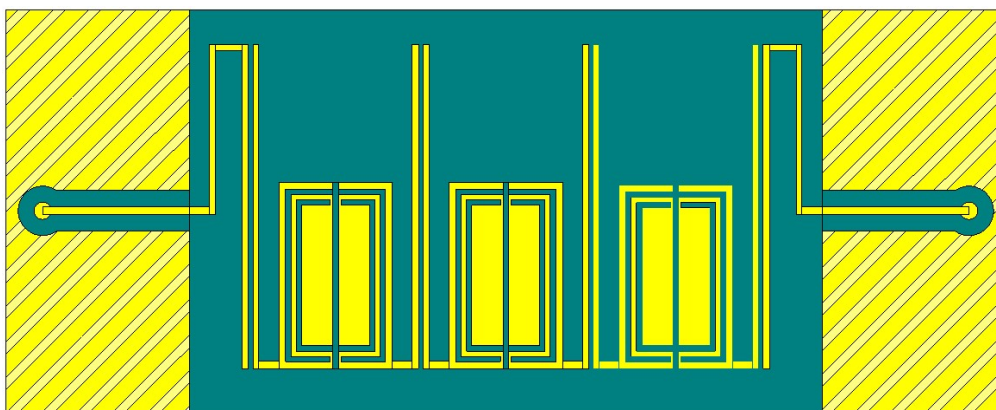


Figura 4.3. Layout de filtro Fagor [19].

Como se observa en las figuras 4.2 y 4.3 salvo por el anillo dual cortado del filtro de Fagor el resto prácticamente son iguales.

En cuanto a los circuladores las conclusiones han sido extraídas de las actividades 4 y 5 del proyecto METAFER (puntos 3.5.2.1 validación y optimización de los modelos de simulación de circuladores y 3.5.2.2 Diseño final y fabricación de prototipos definitivos de la presente tesis):

En cuanto a modelos de simulación, a fin de minimizar las diferencias detectadas entre medida y simulación, se ha profundizado en los siguientes aspectos:

- Se ha evaluado, en un laboratorio externo, los valores reales de los componentes ferrita y magneto, coincidiendo con los indicados por el fabricante.
- Se ha revisado la literatura existente, encontrando artículos que describen diferencias entre medida y simulación utilizando métodos convencionales de simulación.

Finalmente, se decidió tomar como referencia el comportamiento experimental de los diseños implementados anteriormente, y a partir de aquí, establecer los parámetros de simulación que mejor se adecuaron a dicho comportamiento. Estos parámetros se han utilizado en el diseño de los dispositivos definitivos, consiguiéndose de esta forma, resultados satisfactorios.

En la actividad 5 (3.5.2.2) se han implementado, utilizando la aplicación de simulación y la metodología indicada en la actividad 4 (3.5.2.1), diferentes diseños de circulador doble; a fin de cumplir con las especificaciones funcionales que se indican en los anexos 2 y 3. Para ello, de igual manera que lo realizado para los circuladores simples, se han concretado los siguientes aspectos técnicos:

- Estructura multicapa basada en tecnología estándar de fabricación de circuitos impresos PCB.
- Morfología del circulador.
- Filtrado utilizando técnicas MTM:
- Características del material ferrita y magneto a utilizar en el diseño.

Diseño de un “test probe” adecuado, que permita analizar el comportamiento de un dispositivo de dimensiones reales.

Asimismo, en esta actividad se han fabricado distintos prototipos no comercializables de circulador doble. Se ha verificado que las propuestas tecnológicas realizadas son válidas para la fabricación de dispositivos circuladores dobles de microondas, utilizando técnicas de fabricación estándar.

Las medidas realizadas a dichos dispositivos han mostrado una buena concordancia con los resultados obtenidos en simulación. Sin embargo, y según se indica en el punto 3.5.2.2; resulta preciso seguir optimizando el proceso de simulación para conseguir una mejor concordancia entre medida y simulación.

Respecto a la consecución de los objetivos inicialmente propuestos para los circuladores:

- **Desarrollar circuladores sencillos y de doble unión:**
 - Se han fabricado prototipos funcionales no comercializables, tanto de circuladores sencillos como dobles (en formato “test probe”); lo que demuestra la viabilidad de su fabricación en dimensiones reales.

- **Mejorar prestaciones del circulator convencional y dotarlo de nuevas funcionalidades:**
 - Se ha validado en los prototipos fabricados, la idoneidad en la utilización de técnicas MTM para la implementación de filtrado en ambos tipos de circulator: sencillo y doble.
- **Obtener dispositivos compatibles con las actuales técnicas de fabricación estándar y de bajo coste:**
 - Se han validado en fabricación las estructuras multicapa diseñadas, utilizando técnicas de fabricación de circuitos impresos de clase VI. La incorporación de la ferrita no ha supuesto ningún proceso añadido al proceso estándar de fabricación de circuitos impresos.

Se estableció una técnica de diseño experimental totalmente funcional que permitiría realizar un diseño de un módulo multicirculador tal y como proponía Thales Airbone Systems en el proyecto IDEATA.

La arquitectura de circulator multicapa permite la construcción de un módulo multicirculador muy adecuado en arquitecturas “THIN PHASED ARRAY ANTENNA”.

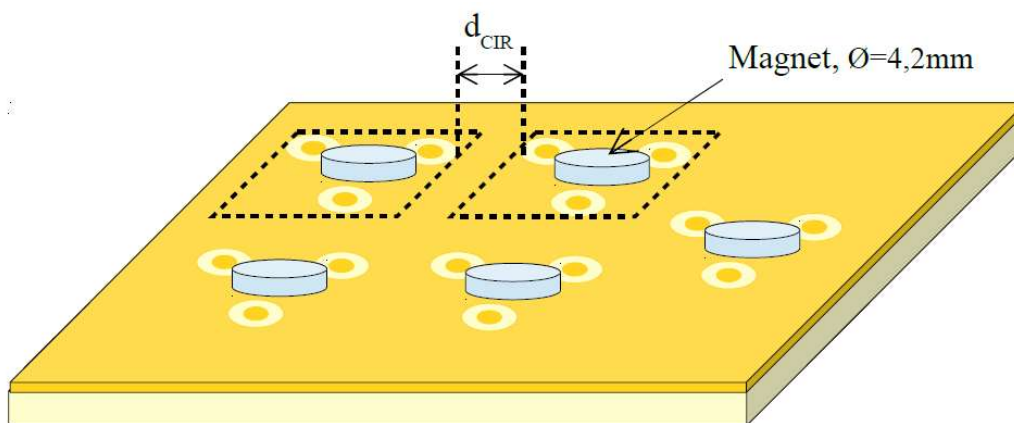


Figura 4.4. Esquema modulo multicirculador.

Integración de un módulo de circuladores en el panel radiante del “THIN PHASED ARRAY ANTENNA”, reduciendo la altura global del sistema. Se proponen dos opciones:

- A) Circuladores insertados en la capa de calibración de la antena. Los circuladores son integrados por debajo del plano de masa del parche activo.
- B) Circuladores insertados por encima del plano de masa del parche activo, procurando no cambiar mucho el elemento radiante. Sería la opción que permitiría la mayor reducción de altura del sistema.

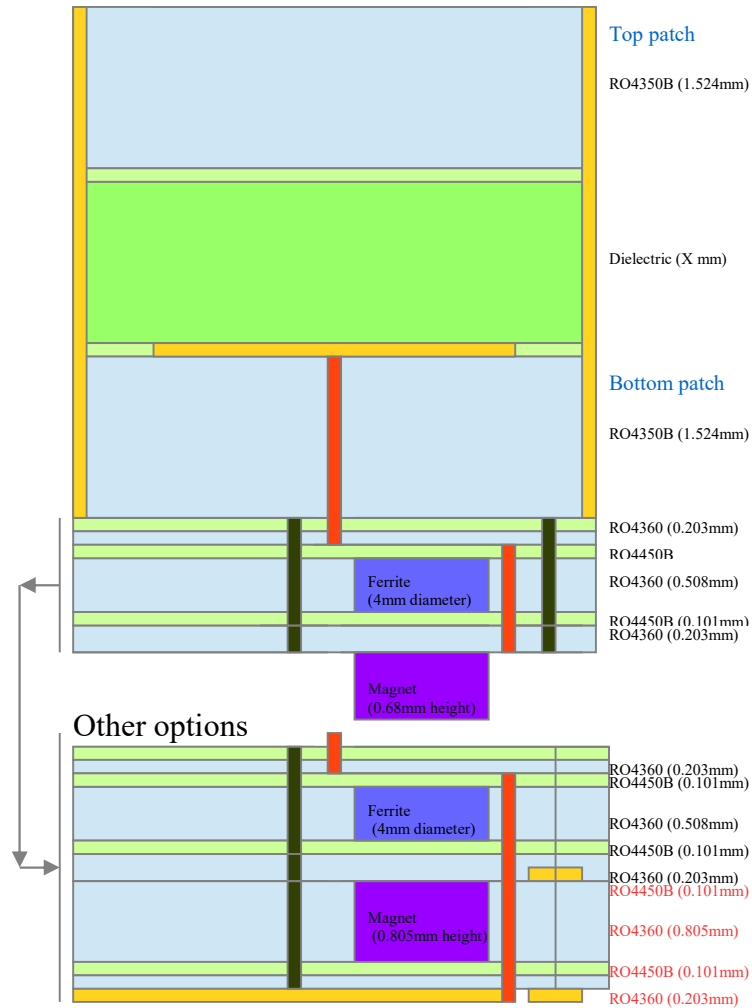


Figura 4.5. Esquemático de la idea de modulo multicirculador insertado en la capa de calibración de THIN PHASED ARRAY ANTENNA (Opción A)

Opción B) Solución más avanzada. Sistema extremadamente compacto con una miniaturización de la altura. Se propone realizar el panel radiante en una estructura multicapa PCB, insertando los circuladores en el área ocupada por los tornillos de la estructura mecánica del panel radiante.

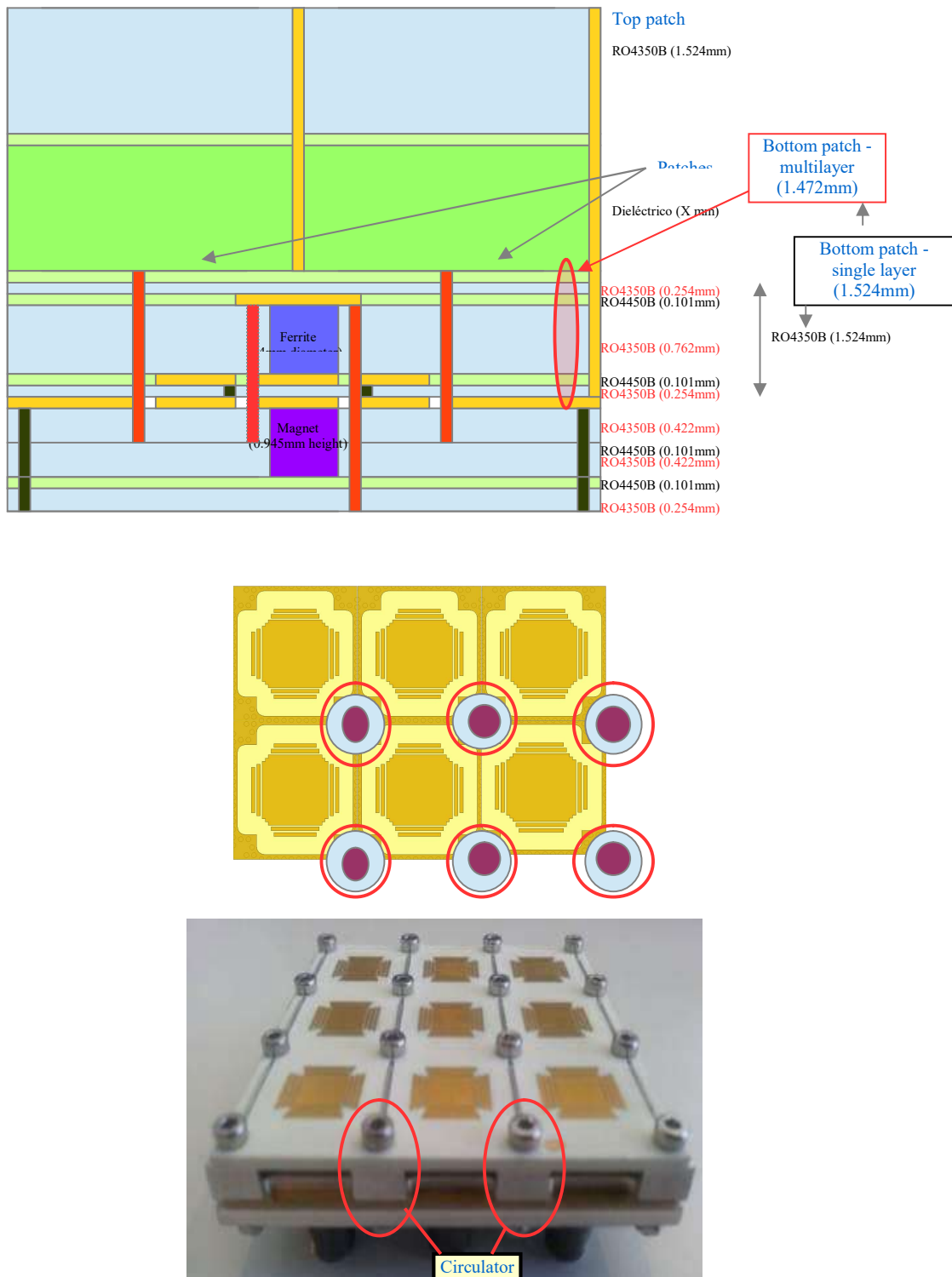


Figura 4.6. Esquemático de la idea de insertar en el panel radiante de THIN PHASED ARRAY ANTENNA los circuladores (Opción B)

La opción A es claramente la opción mas conservadora y posiblemente la que algún día veremos en algún radar. En cuanto a la opción B es claramente mas arriesgada y posiblemente no viable a la hora de la realización del modulo de calibración de la antena, pero en mi modesto entender debería ser estudiada ya que podría “romper” acoplos indeseados entre los elementos del array que dan origen a los “Blind spots”.

ANEXOS

Anexo 1: Patente filtro UWB

(12) SOLICITUD INTERNACIONAL PUBLICADA EN VIRTUD DEL TRATADO DE COOPERACIÓN EN MATERIA DE PATENTES (PCT)

(19) Organización Mundial de la Propiedad Intelectual
Oficina internacional



(43) Fecha de publicación internacional
9 de Agosto de 2007 (09.08.2007)

PCT

(10) Número de Publicación Internacional
WO 2007/088230 A2

(51) Clasificación Internacional de Patentes: Sin clasificar

(21) Número de la solicitud internacional:
PCT/ES2007/000055

(22) Fecha de presentación internacional:
1 de Febrero de 2007 (01.02.2007)

(25) Idioma de presentación: español

(26) Idioma de publicación: español

(30) Datos relativos a la prioridad:
P 2006 00214 1 de Febrero de 2006 (01.02.2006) ES

(71) Solicitante e

(72) Inventor: MARCOTEGUI ITURMENDI, José Antonio [ES/ES]; Polígono Plazaola, F. Nave 1, E-31195 Aizoaín (ES).

(72) Inventores; e

(75) Inventores/Solicitantes (para US solamente): ILLESCAS OTERMIN, Jesús Miguel [ES/ES]; Avda. Francisco Pizarro, 3-1 A, E-45600 Talavera de la Reina (Toledo) (ES). JARAUTA AYENSA, Eduardo José

[ES/ES]; Avda. San Agustín, 5, E-31522 Monteagudo (Navarra) (ES). FALCONE LANAS, Francisco Javier [ES/ES]; C/ Concejo de Elcano, 16-2 B, E-31016 Pamplona (Navarra) (ES).

(74) Mandatario: BUCETA FACORRO, Luis; C/Bravo Murillo, 219-1ªB, E-28020 Madrid (ES).

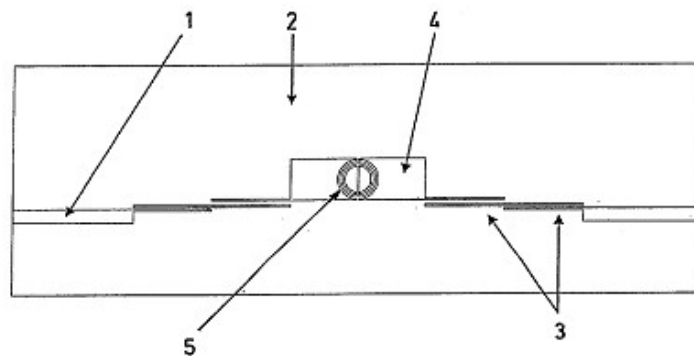
(81) Estados designados (a menos que se indique otra cosa, para toda clase de protección nacional admisible): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

(84) Estados designados (a menos que se indique otra cosa, para toda clase de protección regional admisible): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ,

[Continúa en la página siguiente]

(54) Title: MICROWAVE AND MILLIMETER WAVE FILTER

(54) Título: FILTRO DE MICROONDAS Y DE ONDAS MILIMÉTRICAS

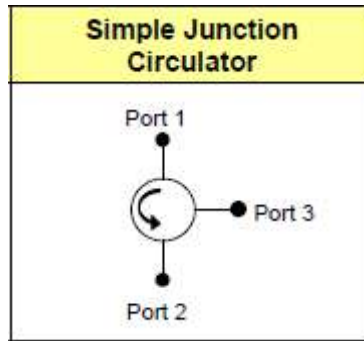


(57) Abstract: The invention relates to a microwave and millimeter wave filter formed by a strip conductor (1) defining steps (3) of coupled lines and a segment (4) including at least one resonator (5) comprising complementary open rings with a capacitive gap therein.

(57) Resumen: Filtro de microondas y de ondas milimétricas, formado por una tira conductora (1), en la cual se determinan etapas (3) de líneas acopladas y un tramo (4) en el que se incluye al menos un resonador (5) de anillos abiertos complementarios, con un gap capacitivo en su interior.

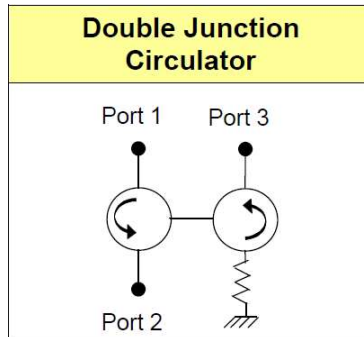
WO 2007/088230 A2

Anexo 2: Especificaciones funcionales circulator simple (“test probe” no comercializable)



Descripción	Valores	
Frecuencia central	9GHz	
Ancho de banda frecuencial	10%	
Pérdidas de inserción	1 hacia 2	< 1,0dB
	2 hacia 3	< 1,0dB
	3 hacia 1	< 1,0dB
VSWR	< 1,4:1 en todo acceso RF	
Aislamiento RF	1 hacia 3	> 15dB
	3 hacia 2	> 15dB
	2 hacia 1	> 15dB
Máxima potencia de entrada (Modo onda continua)	1 hacia 2	2W CW
	2 hacia 3	2W CW
	3 hacia 1	2W CW
Máxima potencia de entrada (Modo pulsado) (Sin degradación de prestaciones durante el pulso)	1 hacia 2	20W pico / 10% duty cycle
	2 hacia 3	20W pico / 10% duty cycle
	3 hacia 1	20W pico / 10% duty cycle

Anexo 3: Especificaciones funcionales circulator doble unión (“test probe” no comercializable)



Descripción	Valores	
Frecuencia central	9GHz	
Ancho de banda frecuencial	10%	
Pérdidas de inserción	1 hacia 2	< 1,0dB
	3 hacia 1	< 2,0dB
VSWR	< 1,4:1 en todo acceso RF	
Aislamiento RF	1 hacia 3	> 30dB
	2 hacia 1	> 15dB
Máxima potencia de entrada (Modo onda continua)	1 hacia 2	2W CW
	3 hacia 1	2W CW
Máxima potencia de entrada (Modo pulsado) (Sin degradación de prestaciones durante el pulso)	1 hacia 2	20W pico / 10% duty cycle
	2 hacia 3	20W pico / 10% duty cycle
	3 hacia 1	20W pico / 10% duty cycle

REFERENCIAS CITADAS

- [1] Kane S. Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, May 1996, pp. 302-307.
- [2] S.D. Gedney and J.G. Maloney, "Finite Difference Time Domain Modeling and Applications," 1998 Antena and Propagation Symposium Short Course.
- [3] A. Taflove, "The Finite-Difference Time-Domain Method," Massachusetts, Artech House, 1995.
- [4] K.S. Kunz, "Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics," Florida, CRC Press, 1993.
- [5] V. Betz and R. Mittra, "Comparison and Evaluation of Boundary Conditions for the Absorption of Guided Waves in an FDTD Simulation," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 2, no. 12, 1992, pp. 499-501.
- [6] Zhiqiang Bi, Keli Wu, Chen Wu, and John Litva, "A Dispersive Boundary Condition for Microstrip Component Analysis Using The FD-TD Method," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, no. 4, 1992, pp. 774-777.
- [7] A. Taflove, "Advances in Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method," Massachusetts, Artech House, 1998.
- [8] S. D. Gedney, "An Anisotropic Perfectly Matched Layer Absorbing Medium for The Truncation of FDTD Lattices," IEEE Transactions Antennas and Propagation, vol. 44, 1996, pp. 1630-1639.
- [9] D. M. Sheen, S. M. Ali, M. D. Abouzahra, and J. A. Kong "Application of the Three-Dimensional Finite-Difference Time-Domain Method to the Analysis of Planar Microstrip Circuits," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 44, July, 1990, pp. 849-857.
- [10] I. Wolff "Application of Finite-Difference Time-Domain Technique to Planar Microwave Circuit Desing," Time-Domain Methods for Microwave Structures. Analysis and Design. Edited by T. Itoh, New York, IEEE Press, 1998.
- [11] Metamaterials with Negative Parameters. Theory, Design, and Microwave Applications. Ricardo Marques, Ferran Martin y Mario Sorolla. 2008 Wiley Series in Microwave and Optical Engineering.
- [12] Introduction to the Finite-Difference Time-Domain (FDTD) Method for Electromagnetics. Stephen D. Gedney. 2011 by Morgan & Claypool
- [13] VALU, AVX and GPU Acceleration Techniques for Parallel FDTD Methods. Wenhua Yu, Xiaoling Yang y Wenxing Li. 2014 by SciTech Publishin.

- [14] Advances in FDTD Computational Electrodynamics. Photonics and Nanotechnology. Allen Taflove Ardavan Oskooi and Steven G. Johnson. 2013 Artech House
- [15] Structured Mesh Generation. Open-source automatic nonuniform mesh generation for FDTD simulation. Michael K. Berens, Ian D. Flintoft, and John F. Dawson. IEEE Antennas & Propagation Magazine June 2016, pp. 45-55
- [16] Advances in Multi-Band Microstrip Filters. VESNA CRNOJEVIĆ-BENGIN. Cambridge University Press 2015.
- [17] Microstrip filters for RF/microwave applications / Jia-Sheng Hong. – 2nd ed. Wiley series in microwave and optical engineering 2011.
- [18] Microwave bandpass filters for wideband communications / Lei Zhu, Sheng Sun, Rui Li. Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey 2012
- [19] J. Antonio Marcotegui, Jesús Miguel Illescas, Aritz Estevez, Francisco Falcone, "Compact Ultra Wide Band Microstrip Bandpass Filter Based on Multiple-Mode Resonator and Modified Complementary Split Ring Resonator", The Scientific World Journal, vol. 2013, Article ID 402539, 4 pages, 2013. doi:10.1155/2013/402539
- [20] "Miniaturized Microstrip Bandpass Filters Using Novel Stub Loaded Resonator" Mohamadreza Salehi and Leila Noori. ACES JOURNAL, Vol. 30, No. 6, June 2015.
- [21] Proyecto final de Carrera UPNA "Diseño de Mallados No uniformes para FDTD y Desarrollo de la Técnica TF/SF" Jesus Miguel Illescas. Pamplona, 2003.
- [22] L. Zhu, S. Sun, and W. Menzel, "Ultra-Wideband (UWB) bandpass filters using multiple-mode resonator," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 15, no. 11, pp. 796–798, 2005.
- [23] Novel Microstrip Bandpass Filters Based on Complementary Split-Ring Resonators. Jordi Bonache, Ignacio Gil, Joan García-García, and Ferran Martín. IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 54, NO. 1, JANUARY 2006
- [24] Coupled Magnetostatic/Electromagnetic Studies of Nonuniformly biased Y-Junction Circulator: Application to Transmission Bandwidth Increase. A. Guennou, P. Queffelec, P. Gelin and J.L. Mattei. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 43. No 9, September 2007.
- [25] Influence of non-uniform magnetic field on a ferrite junction circulators. H. How, S.A. Oliver, S.W. McKnight, P.M. Zavracky, N.E. McGruer, C. Vittoria and R. Schmidt. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 47, no. 10, pp: 1982-1989, Oct 1999.
- [26] Theory and experiment of thin film junction circulator. H. How, S.A. Oliver, S.W. McKnight, P.M. Zavracky, N.E. McGruer, and C. Vittoria. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 46, no.11, pp: 1645-1653, Nov 1998.

REFERENCIAS COMPLEMENTARIAS NO CITADAS

- [27] A Review on Computational EM1 Modeling Techniques. V Jithesh, D C Pande. Proceedings of INCEMIC – 2003 pp: 159-166

- [28] Gwarek, W. K., and M. Celuch-Marcysiak “Wide-band S-parameter extraction from FDTD simulations for propagating and evanescent modes in inhomogeneous guides” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 51, 2003, pp. 1920-1928.
- [29] Pendry, J. B., “Negative refraction makes a perfect lens,” Physical Review Lett., Vol. 85, 2000, pp. 3966–3969.
- [30] Kokkinos, T., R. Islam, C. D. Sarris, and G. V. Eleftheriades, “Rigorous analysis of negative refractive index metamaterials using FDTD with embedded lumped elements,” IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 3, 2004, pp. 1783–1786.
- [31] Taflove, A., and S. C. Hagness, Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method, 3rd ed., Norwood, MA: Artech, 2005.
- [32] Qiang, R., J. Chen, F. Capolino, D. R. Jackson, and D. R. Wilton, “ASM-FDTD: A technique for calculating the field of a finite source in the presence of an infinite periodic artificial material,” IEEE Microwave and Wireless Components Lett., Vol. 17, 2007, pp. 271–273.
- [33] Qiang, R., J. Chen, F. Capolino, and D. Jackson, “The array scanning method (ASM) FDTD algorithm and its application to the excitation of two-dimensional EBG materials and waveguides,” Proc. IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation, June 2007, pp. 4457–4460.
- [34] Cangellaris, A. C., and D. B. Wright, “Analysis of the numerical error caused by the stair-stepped approximation of a conducting boundary in FDTD simulations of electromagnetic phenomena,” IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. 39, 1991, pp. 1518–1525.
- [35] Craddock, I. J., C. J. Railton, and J. P. McGeehan, “Derivation and application of a passive equivalent circuit for the finite difference time domain algorithm,” IEEE Microwave and Guided Wave Lett., Vol. 6, 1996, pp. 40–42.
- [36] W. Sun, C. A. Balanis, M. P. Purchine and G. C. Barber, Three-dimensional automatic FDTD mesh generation on a PC, Antennas and Propagation, IEEE International Symposium on, Ann Arbor, MI, pp. 30-33, 28 Jun.-2 Jul., 1993.
- [37] M. Yang and Y. Chen, AutoMesh: An automatically adjustable, non-uniform, orthogonal FDTD mesh generator, IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 41, no. 2, pp. 13-19, April 1999.
- [38] Y. Kanai and K. Sato, Automatic mesh generation for 3D electromagnetic field analysis by FDTD method, Magnetics, IEEE Transactions on, vol. 34, no. 5, pp. 3383-3386, September 1998.
- [39] J. T. MacGillivray, Trillion cell CAD-based cartesian mesh generator for the finite-difference time-domain method on a single-processor 4-GB workstation, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 56, no. 8, pp. 2187-2190, August 2008.
- [40] H.-S. Kim, I. Ihm and K. Choi, Generation of non-uniform meshes for finite-difference time-domain simulations, Journal of Electrical Engineering and Technology, vol. 6, no. 1, pp. 128-132, 2011.

- [41] Z. Su, Y. Liu, W. Yu, R. Mittra, "A conformal meshgenerating technique for the conformal finite-difference time-domain (CFDTD) method", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 46, no. 1, pp. 37-49, 2004
- [42] S. Wang, J.H. Duyn, "Three-dimensional automatic mesh generation for hybrid electromagnetic simulations", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 51, no. 2, pp. 71-85, 2009.
- [43] Y. E. Kalay, "Determining the spatial containment of a point in general polyhedra", *Journal of Computer Graphics and Image Processing*, no. 4, pp. 303-334, 1982
- [44] M. Szucki and J. Suchy, "A Voxelization Based Mesh Generation Algorithm for Numerical Models used in Foundry Engineering", *Journal of Metallurgy and Foundry Engineering*, no. 1, 2012
- [45] J. D. Baena, R. Marques, and F. Medina "Artificial magnetic metamaterial design by using spiral resonators." *Phys. Rev. B*, vol. 69, paper 14402 (2004).
- [46] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. Marques, F. Falcone, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, J. García, I. Gil, and M. Sorolla "Equivalent circuit models for split ring resonators and complementary split rings resonators coupled to planar transmission lines." *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, pp. 1451–1461, April 2005.
- [47] I. Gil, J. Bonache, M. Gil, J. García-García, F. Martín, and R. Marqués "Accurate circuit analysis of resonant type left handed transmission lines with inter-resonator's coupling." *J. Appl. Phys.*, vol. 100, paper 074908-1-10, October 2006.
- [48] S. Ramo, J. R. Whinnery, and T. Van Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*. Wiley, New York, 1994.
- [49] Joseph Helszajn, *The stripline circulator, theory and practice.*, Wiley Series in Microwave and Optical Engineering. 2008
- [50] Michel Anders. *Blender 2.49 Scripting. Extend the power and flexibility of Blender with the help of Python*. Packt Publishing 2010.

MERITOS DEL AUTOR

ARTICULOS

J. Antonio Marcotegui, Jesús Miguel Illescas, Aritz Estevez, Francisco Falcone, " Compact Ultra Wide Band Microstrip Bandpass Filter Based on Multiple-Mode Resonator and Modified Complementary Split Ring Resonator", The Scientific World Journal, vol. 2013, Article ID 402539, 4 pages, 2013. doi:10.1155/2013/402539

Falcone, F., Illescas, J., Jarauta, E., Estevez, A., Marcotegui, J.A., "Analysis of stripline configurations loaded with complementary split ring resonators", Microwave and Optical Technology Letters, 55 (6), pp. 1250-1254, 2013

J. Illescas, A. Estévez, F. Falcone, A. Marcotegui," Improved metal-dielectric antennas in UMTS frequency band through extraordinary transmission elements", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 54, Issue 9, pp: 2181–2185, 2012, A

Arnedo, J. Illescas, M. Flores, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, F. Falcone, J. Bonache, J. García-García, F. Martín, J. A. Marcotegui, R. Marqués, and M. Sorolla, "Forward and Backward Leaky Wave Radiation in Split Ring Resonator based Metamaterials, IEE Trans. on Microwaves, Antennas & Propagation, 2007, 1, (1), pp. 65-68, A

M. Navarro-Cía, F. Falcone, M. Beruete, I. Arnedo, J. Illescas, J.A. Marcotegui, M.A.G. Laso, T. Lopetegi, "Left-handed behaviour in a microstrip line loaded with squared split-ring resonators and an EBG pattern," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 49, no. 11, pp. 2689-2692, (2007), A

E. Jarauta, MAG Laso, T. Lopetegi, F. Falcone, M. Beruete, JD Baena, A. Marcotegui, J. Bonache, J. Garcia, R. Marques, F. Martin, "Novel Microstrip Backward coupler with metamaterial cells for fully planar fabrication techniques", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 48, no. 6, pp. 1205-1209, June 2006, A

Jordi Bonache, Ferran Martín, Francisco Falcone, Juan D. Baena, Txema Lopetegi, Joan García-García, Miguel A.G. Laso, Ignacio Gil, Antonio Marcotegui, Ricardo Marqués, and Mario Sorolla, "Application of complementary split-ring resonators to the design of compact narrow band-pass structures in microstrip technology", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 46, No. 5, pp. 508-512, September 5, 2005. A

Joan García-García, Ferran Martín, Francisco Falcone, Jordi Bonache, Juan D. Baena, Ignacio Gil, Esteve Amat, Txema Lopetegi, Miguel A.G. Laso, , Antonio Marcotegui, Mario Sorolla, and Ricardo Marqués, "Microwave Filters with Improved Stop Band based on Sub-wavelength Resonators", IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. 53, No. 6, pp. 1997-2006. June 2005 A

J. García-García, J. Bonache, F. Falcone, J.D. Baena, F. Martín, I. Gil, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, A. Marcotegui, R. Marqués and M. Sorolla, "Stepped-impedance lowpass filters with

spurious passband suppression”, IEE Electronic Letters, Vol. 40, No. 14 , pp. 881-883, 8 July 2004. A

CONGRESOS

Pablo Rodríguez-Ulbarri, Miguel Beruete, Francisco Falcone, Thomas Crepin, Cedric Martel, Fabrice Boust, Claudius Loecker, Kai Herbertz, Carlos Salzburg, Thomas Bertuch, Jean-Paul Martinaud, Thierry Dousset, Antonio Marcotegui, “Metaradome for Blind Spot Mitigation in Phased-Array Antennas”, 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), The Hague, Holland, April 2014

C. Loecker, K. Herbertz, C. Galvis Salzburg, T. Bertuch, T. Crépin, C. Martel, F. Boust, P. Rodriguez, M. Beruete, F. Falcone, J.-P. Martinaud, T. Dousset, J. A. Marcotegui, “Metamaterials Enhanced Phased Array Antenna”, International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, 15th Edition, Torino, Italy, September 2013

Aritz Estévez, Jesús Miguel Illescas, Jose Antonio Marcotegui, Francisco Falcone, “Calculation of Doppler Spectrum for Simultaneous Time Varying Conditions”, 6th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2012), Prague, Czech Republic, March 2012

A. Estevez, J. Illescas, Marcotegui, F. Falcone, "Cálculo Analítico de la RCS Variando en Tiempo de un Proyectoil Cilíndrico Conductor Perfecto", XXV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio , Bilbao , España , (2010)

F. Falcone, A. Estévez, J. Illescas, V. Torres, F. Esparza, A. Marcotegui, “Performance Analysis of Next Generation Wireless Networks”, Future Network & MobileSummit 2010, Florencia, Italia, Junio 2010

F. Falcone; J. Illescas, A. Estevez, A. Marcotegui, M. Beruete, “Mini Cell Metallo Dielectric Antenna Based on Extraordinary Transmission Principle”, EuCAP 2010, Barcelona, Abril 2010

J. Illescas, A. Estevez, A. Marcotegui, M. Beruete, M. Navarro, F. Falcone, “CSRR configurations in Stripline Technology”, META'10, 2nd International Conference on Metamaterials, Photonic crystals and Plasmonics, Cairo, Egypt, 22-25 February, 2010

J. Illescas, E. Jarauta, A. Estevez, Marcotegui, F. Falcone, "Implementacion de línea de ϵ negative en tecnología stripline”, XXIV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio , Santander , Spain , (2009)

J. Illescas, A. Estévez, F. Falcone, A. Marcotegui, "Mejora de antenas metalo-dieléctricas en la banda de frecuencias GSM-UMTS mediante elementos en transmisión extraordinaria", XXIV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio , Santander , Spain, (2009)

E. Jarauta, F. Falcone, M. Beruete, Marcotegui, M. Navarro-Cía, T. Lopetegui, M.A.G. Laso, "Duplexores y multiplexores basados en left-handed materials", XXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio , Oviedo , España , (2006)

J. Illescas, E. Jarauta, F. Falcone, M. Beruete, J. A Marcotegui, M. Sorolla, "Simulación de antenas planas broadband mediante la aplicación de elementos parásitos", Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI 2006 , Oviedo , Spain , (2006)

M. Navarro, F. Falcone, T. Lopetegi, M.A.Gómez-Laso, M. Beruete, I. Arnedo, E. Jarauta, J.A. Marcotegui and M. Sorolla, "Interaction Effects between Electromagnetic Bandgap Structures and Split Ring Resonators in Microstrip Technology", Proceedings of the 13th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, MELECON 2006, May. 2006, Málaga, Spain

M. Beruete, J.D. Baena, F. Falcone, I. Campillo, J.S. Dolado, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, J. Bonache, J. García-García, A. Marcotegui, F. Martín, R. Marqués, and M. Sorolla, "Subwavelength Hole Arrays, and Split Ring Resonators based Metasurfaces for Frequency Selective Surfaces", Proceedings of the International Conference on Infrared and Millimeter Waves and Terahertz 2004, Karlsruhe, September 2004. Invited Keynote.

E. Jarauta, M.A.G. Laso, T. Lopetegi, F. Falcone, M. Beruete, J.D. Baena, J. Bonache, I. Gil, J. García-García, A. Marcotegui, F. Martín, R. Marqués, and M. Sorolla, "Metamaterial Microstrip Backward Couplers for Fully Planar Fabrication Techniques", Proceedings of the International Conference on Infrared and Millimeter Waves and Terahertz 2004, Karlsruhe, September 2004.

F. Falcone, F. Martin, J. Bonache, J. Baena, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, J. Garcia-Garcia, I. Gil, J.A. Marcotegui, R. Marques and M. Sorolla, "Split Ring Resonator-Based Metamaterials in Microwave Planar Circuits", Digest of the 10th Conf. on Complex Media and Metmaterials "Bianisotropics", Ghent, September 2004.

Jordi Bonache, Ferran Martín, Francisco Falcone, Juan D. Baena, Txema Lopetegi, Joan García-García, Ignacio Gil, Miguel A.G. Laso, Mario Sorolla, Ricardo Marqués, y A. Marcotegui, "Miniaturization of planar microwave filters by means of sub-wavelength resonators", Proceedings of the International Workshop on Microwave Filters, Toulouse, September 2004.

M. Flores, F. Falcone, F. Martin, J. Bonache, J. Baena, T. Lopetegi, A.A.G. Laso, M. Beruete, J.A. Marcotegui, J. Garcia, R. Marques and M. Sorolla, "Radiation Phenomena in Left-Handed Materials implemented in Coplanar Waveguide Technology", Proceedings of the 2004 International Symposium on Antennas and Propagation, Sendai, August 2004.

F. Falcone, F. Martin, J. Bonache, J. Baena, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, J. Garcia, I. Gil, R. Marques, J.A. Marcotegui, and M. Sorolla, "Metamaterial Structures in Coplanar Waveguide Technology", Proceedings of the 2004 International Symposium on Antennas and Propagation, Sendai, August 2004.

Falcone, F.; Flores, M.; Lopetegi, T.; Laso, M.A.; Marcotegui, J.A.; Bonache, J.; Baena, J.; Martin, F.; Marques, R.; Sorolla, M., "Radiation Phenomena in Coplanar Waveguide Metamaterial Structures", Proceedings of the 27th ESA Antenna Technology Workshop on Innovative Periodic Antennas: Electromagnetic Bandgap, Left-handed Materials, Fractal and Frequency Selective Surfaces, Santiago de Compostela, March 2004