

Proyecto Fin de Carrera ETSIT

Universidad Politécnica de Cartagena



**DISEÑO Y OPTIMIZACIÓN DE FILTROS RECTANGULARES
EVANESCENTES PASO BANDA CON POSTES DIELECTRICOS MEDIANTE
HERRAMIENTAS DE SIMULACIONES ELECTROMAGNÉTICAS 2D Y 3D**

**Directores: Alejandro Álvarez Melcón
José Hinojosa Jiménez**

Autor: José Andrés Sánchez Hernández

Cartagena, Septiembre de 2008



Autor	José Andrés Sánchez Hernández
E-mail del autor	joseasanchezhernandez@gmail.com
Director(es)	Alejandro Álvarez Melcón José Hinojosa Jiménez
E-mail de los directores	alejandro.alvarez@upct.es juan.hinojosa@upct.es
Codirector(es)	
Título del PFC	Diseño y optimización de filtros rectangulares evanescentes paso banda con postes dieléctricos mediante herramientas de simulaciones electromagnéticas 2D y 3D
Descriptores	
Resumen	Este proyecto consiste en el diseño de un filtro evanescente de utilidad práctica mediante una técnica de optimización lineal basada en mapeo espacial y herramientas electromagnéticas de diferentes dimensiones (2D y 3D). Habrá que analizar las distintas respuestas.
Titulación	Ingeniero de Telecomunicación
Departamento	Electrónica, Tecnología de Computadoras y proyectos
Fecha de Presentación	

Índice general

CAPITULO 1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

1.1. Antecedentes de los sistemas satelitales.....	p. 7
1.2. Filtros de microondas.....	p. 9
1.3. Objetivos del proyecto.....	p. 9

CAPITULO 2 MAPEO ESPACIAL

2.1. Mapeo Espacial.....	p.12
2.1.1. Introducción.....	p.12
2.1.2. El Concepto de Optimización por Mapeo Espacial.....	p.12
2.2. Mapeo espacial 2D a 3D.....	p. 13
2.2.1. Introducción.....	p.13
2.2.2. Técnica de mapeo espacial 2D A 3D.....	p.14

CAPITULO 3 FILTROS GUÍA DE ONDA DE MODO EVANESCENTE

3.1. Introducción.....	p. 19
3.2. Ventajas de los filtros de guía de onda rectangular evanescente con postes dieléctricos.....	p. 19
3.3. Guía de onda evanescente de nuestro proyecto.....	p. 20

CAPITULO 4. ESTUDIO Y MEJORA DE UNA TÉCNICA DE OPTIMIZACIÓN ELECTROMAGNÉTICA DE ONDA RECTANGULAR EVANESCENTE CON POSTES DIELECTRICOS MEDIANTE MAPEO ESPACIAL.....

p. 26

4.1. Recta que pasa por el origen.....	p. 26
4.2 Modificaciones propuestas para mejorar el método número 1.....	p. 42
4.2.1. Método de la recta que pasa por dos puntos.....	p.43
4.2.2. Recta desde un punto de referencia.....	p. 53

4.2.3. Método de una recta con un punto de referencia donde primero la convergencia del radio y luego la de la longitud.....p. 64

CAPÍTULO 5 CONCLUSIÓN.....p. 76

ANEXO.....p. 78

Capítulo 1

1. Introducción y objetivos

1.1. Antecedentes de los sistemas satelitales

La primera vez que INTELSAT lanzó una serie de satélites fue a finales de 1960, desde entonces el número y las aplicaciones de satélite con sistemas de comunicación han crecido exponencialmente. En las últimas cuatro décadas, el uso de los sistemas de satélites se ha ampliado de tradicionales sistemas de telecomunicaciones fijos para hacer frente a móviles, la navegación y aplicaciones de teledetección. Los componentes de microondas, y particularmente los filtros son elementos clave en la carga útil de los satélites. La implementación específica de filtros en sistemas de comunicación para satélites dependen principalmente de la misión espacial, así como de la función de filtrado deseada.

Los filtros de satélite pueden cubrir una amplia gama de frecuencias (desde unos pocos cientos de MHz a 40 GHz), dependiendo del servicio específico proporcionado por cada carga. Por ejemplo, la navegación y sistemas móviles por satélite suelen ser operados en las bandas de frecuencia L(1-2 GHz) y S (2-4 GHz), mientras que las aplicaciones de observación de la Tierra se ofrecen principalmente en la banda C (4-8 GHz). En el área de las comunicaciones comerciales, debido a la creciente demanda de servicios de alta calidad, la banda de operación ha variado hacia la banda Ku (12-18GHz), y también se están considerando las bandas espectrales superiores (20-30GHz).

Se considerará la carga útil de comunicaciones de un sistema satelital, el lugar donde los filtros de microondas suelen ser insertados. Un diagrama de bloques genérico de tal carga puede verse en la Figura 1.1, donde la división de la banda de frecuencia en un número de canales se detalla. Esta canalización es necesaria debido a las limitaciones prácticas debido a la no linealidad y los efectos del ruido en alta potencia de los amplificadores. La división en canales y la consiguiente recombinación se lleva a cabo, respectivamente, a través de la entrada y salida de multiplexores.

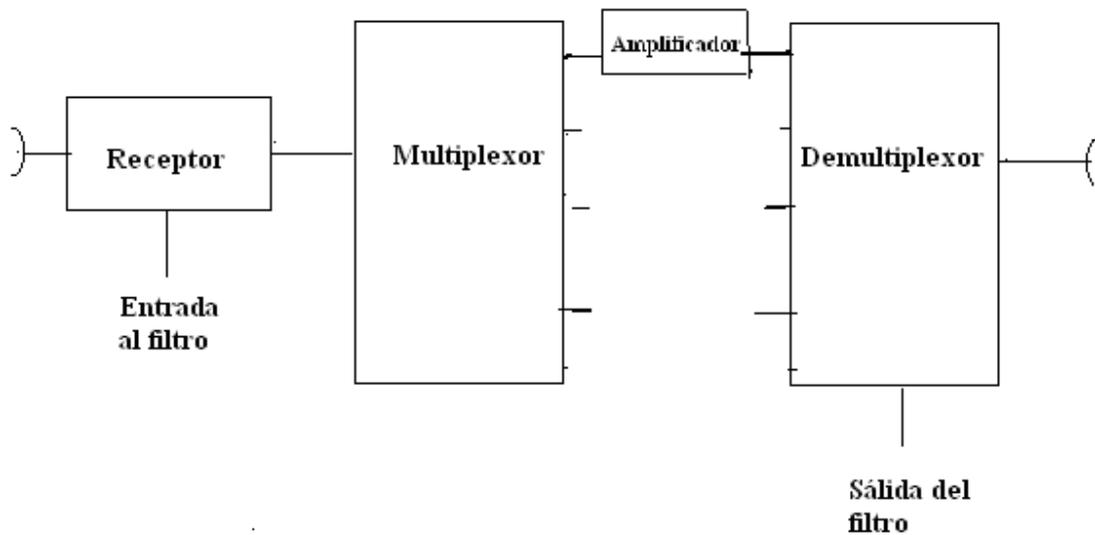


Figura 1.1 Diagrama de bloques de la carga útil de comunicaciones de un satélite.

Los filtros de microondas para sistemas espaciales han sido históricamente implementados en la tecnología de guía de onda, principalmente debido a las bajas pérdidas y la capacidad de trabajar en alta potencia. Sin embargo, las estructuras de la guía de onda son generalmente voluminosas, aunque ha habido avances significativos en la reducción de la masa y el volumen en relación al que esta tecnología ha proporcionado en el pasado. Los materiales pesados como el aluminio (que se utilizaba tradicionalmente) han sido sustituidos por otros más ligeros, como el Kevlar, o como la tecnología de fibra de carbono.

En las últimas cuatro décadas, el área de microondas de filtros para aplicaciones espaciales ha experimentado importantes mejoras tecnológicas en lo teórico, y en el rendimiento. Por ejemplo, durante los años 1970 y 1980, se dedicaron muchos esfuerzos a producir nuevos filtros con reducción de la masa y el volumen, la mejora del uso del espectro de frecuencias, y el comportamiento mejorado en términos de manejo de alta potencia. Durante los últimos 20 años, las aplicaciones industriales avanzadas han estado exigiendo cada vez más estrictas mejoras en cuanto a las especificaciones eléctricas, así como la reducción drástica de los costes de fabricación y desarrollo.

Estos desafíos han requerido del uso del diseño asistido por ordenador (CAD) basado en simulaciones electromagnéticas precisas y eficientes. [1]

1.2. Filtros de microondas

Generalmente, los filtros de microondas están compuestos por líneas de transmisión o guías de onda. Las líneas de transmisión usadas frecuentemente para la fabricación de estos filtros son: stripline, línea microstrip, línea coaxial, guía de onda circular, guía de onda rectangular, guía de onda con ridge y guía de onda con dieléctrico. Dependiendo de las especificaciones eléctricas, mecánicas y ambientales, algunas líneas de transmisión ofrecen mejor rendimiento que otras. Es responsabilidad del diseñador ser consciente de las propiedades de todas las líneas de transmisión para obtener un rendimiento óptimo del filtro.

Tradicionalmente, el diseño de dispositivos de microondas se basa en obtener una estructura cuya respuesta verifique las especificaciones de diseño. Sin embargo, el desarrollo de nuevas estructuras para la implementación de filtros que operan a altas frecuencias intenta cumplir una serie de especificaciones adicionales, entre las cuales podemos destacar: la masa y el volumen reducido, una buena estabilidad térmica para su uso en aplicaciones con altas potencias.

Estas nuevas especificaciones representan una serie de objetivos adicionales a la hora de diseñar los filtros de microondas, por lo que se necesita aplicar una optimización multiobjetivo, es decir, no basta con imponer unos límites a los parámetros de diseño y optimizar la respuesta del filtro, sino que en base a las especificaciones, se han de añadir otros objetivos a optimizar, como ampliar la banda de rechazo o reducir el tamaño y peso de la estructura.

1.4. Objetivos del proyecto

Uno de los principales objetivos de la industria espacial consiste en la disminución de peso y dimensiones de sus dispositivos embarcados en sus satélites. Entre los dispositivos más voluminosos e importantes en aplicaciones de telecomunicación, podemos citar los filtros de tipo paso banda, los cuales suelen ser de tipo guía onda rectangular. Por ello, en este proyecto nos centraremos en este tipo de dispositivos. La

miniaturización de los filtros se hará efectiva con guías de onda evanescentes y con el uso de postes dieléctricos.

El objetivo de este proyecto consiste en el diseño de un filtro evanescente (Figura 1.2) de utilidad práctica mediante una técnica de optimización desarrollada en los grupos de I+D “Electromagnetismo aplicado a las telecomunicaciones” y “Dispositivos y Diseño Microelectrónico” de la UPCT basada en mapeo espacial y herramientas electromagnéticas de diferentes dimensiones (2D y 3D), y evaluar las prestaciones conseguidas. También pretendemos en este proyecto hacer un estudio de la técnica de optimización citada, así como la de proponer alternativas que puedan mejorar su eficiencia y fiabilidad. Por consiguiente, en este trabajo nos centraremos en el manejo de las herramientas electromagnética 2D y 3D, en la mejora de la técnica de optimización de mapeo espacial y en el análisis de las distintas respuestas de filtros rectangulares evanescentes paso banda con postes dieléctricos.

El filtro que se tratará en el proyecto tendrá la forma mostrada en la Figura 1.2.:

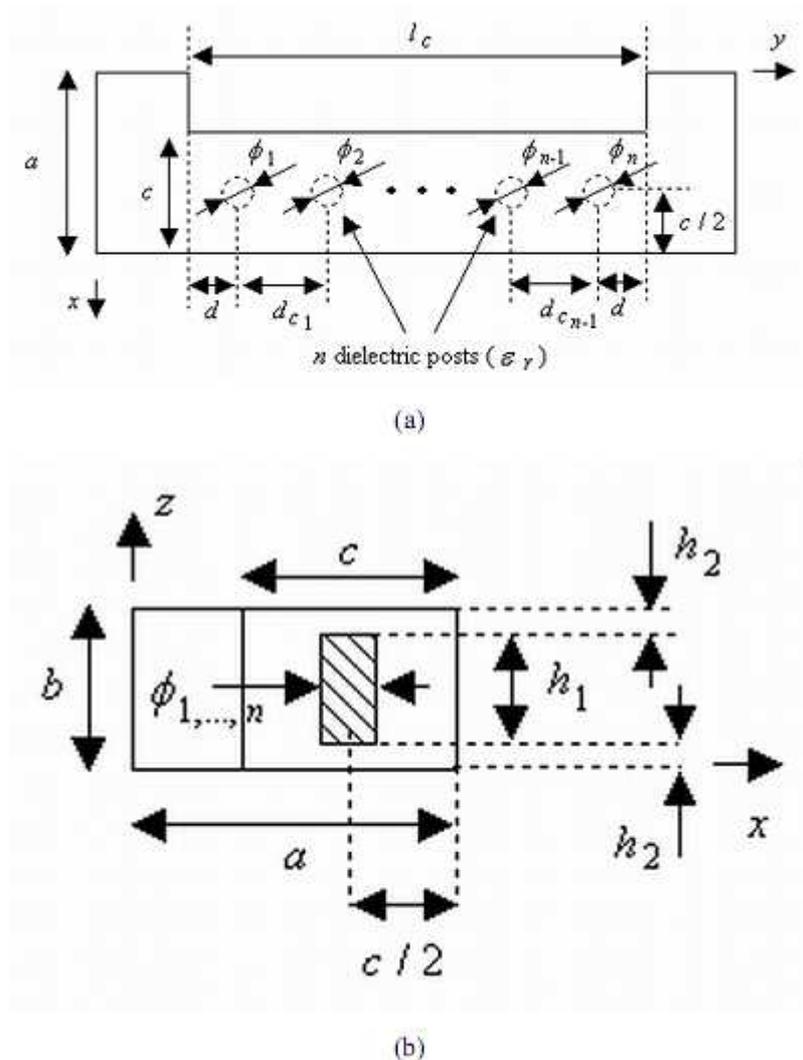


Figura 1.2. Filtro paso banda de orden N basado en guía rectangular evanescente con N postes dieléctricos. (a) Vista superior. (b) Vista transversal

Como se ve, la estructura está compuesta por una sección de guía onda más estrecha que en los puertos de acceso. Debido a ello, el modo dominante de la guía estará bajo el corte en esta sección, se ahí que se denomine sección de guía evanescente. Dentro de la sección de guía evanescente se sitúan varios postes dieléctricos, dispuestos a lo largo de toda su longitud. El efecto de los postes dieléctricos es el de llevar al modo dominante a su zona propagativa, formando de esta manera un resonador. El acoplo entre resonadores se efectuará por proximidad, acercando o alejando los diferentes postes dieléctricos.

Capítulo 2

2.1. Mapeo Espacial

2.1.1. Introducción

En 1994, Bandler y sus colaboradores [4] propusieron un simple pero efectivo método que se ha utilizado masivamente no sólo en el diseño de circuitos de alta frecuencia, sino también para el diseño de dispositivos o sistemas complejos de muy diversa índole.

2.1.2. El Concepto de Optimización por Mapeo Espacial

Para realizar el mapeo espacial se contará con dos modelos: un modelo fino y un modelo grueso. Se ha de señalar que el modelo fino es preciso pero lento en cuanto a cómputo, mientras que el modelo grueso es más rápido pero menos preciso.

El mapeo espacial es necesario si se quiere obtener el diseño óptimo del modelo fino sin hacer la optimización directa del modelo fino (ya que es más lento en cuanto a cómputo). Alternativamente, queremos usar un modelo grueso donde el proceso de optimización pueda realizarse rápidamente.

El uso de la técnica de mapeo espacial en una herramienta de optimización que consiste en dirigir la mayor parte de los cómputos al modelo grueso; el modelo fino se utiliza sólo unas pocas veces durante el procedimiento de diseño y solo para alinear y validar el resultado del modelo grueso.

El mapeo espacial consiste en establecer un vínculo matemático (mapeo) entre los espacios de los parámetros de diseño de los dos modelos (fino y grueso).

Los valores de los parámetros relevantes (los parámetros que se quieren modificar) de estos mapeos son actualizados durante cada iteración del algoritmo usando el procedimiento llamado extracción de parámetros, con el fin de obtener la mejor relación entre el modelo grueso y el modelo fino. El error se usa para ir

mejorando el diseño iterativamente. El modelo grueso es entonces optimizado y su solución óptima es considerada como un nuevo diseño. Los procesos de extracción de parámetros y de la actualización del diseño son realizados únicamente con el modelo grueso, de tal manera que ambos requieren de poco esfuerzo computacional debido a que el modelo grueso se supone que es substancialmente más eficiente computacionalmente que el modelo fino. El modelo fino es evaluado únicamente en el nuevo diseño con propósitos de verificación así como para proveer datos para la siguiente iteración del algoritmo.

Un pre-requisito crucial es que el modelo grueso debe describir los mismos fenómenos físicos que el modelo fino, aunque con menor precisión. Debido a esto, el mapeo-espacial tiene excelentes propiedades de generalización aún y cuando sea establecido usando una cantidad pequeña de datos del modelo fino.

El proceso de optimización mapeo-espacial arroja resultados satisfactorios después de unas cuantas evaluaciones del modelo fino.

2.2 Mapeo espacial 2D a 3D

2.2.1. Introducción

Estos últimos años, la técnica de mapeo espacial ha sido ampliamente utilizada en la optimización de circuitos microondas con el propósito de reducir el tiempo de diseño. Como hemos dicho en el apartado anterior el concepto de la técnica de mapeo espacial consiste en establecer un vínculo matemático (mapeo) entre los espacios de los parámetros de diseño de dos modelos: el modelo fino y el modelo grueso. Recordemos que el modelo fino es preciso pero lento en cuanto a cómputo, mientras que el modelo grueso es más rápido pero menos preciso. De esta forma dirigiremos la mayor parte de los cómputos al modelo grueso; el modelo fino se utiliza sólo unas pocas veces durante el procedimiento de diseño.

Hoy en día, se dispone de una amplia gama de simuladores EM de dos (2D) y tres (3D) dimensiones.

Desde el punto de vista computacional, los simuladores EM 3D son muy precisos para el análisis de estructuras 3D, pero muy lentos. Debido a la reducción de una dimensión, los simuladores EM 2D proporcionan análisis de estructuras 2D eficientes y precisos. Sin embargo, las estructuras 2D no siempre encuentran aplicaciones, dado que desde un punto de vista práctico, muchas estructuras de componentes son 3D. En este contexto, queremos focalizar este trabajo en un procedimiento de diseño de circuitos RF/microondas 3D, utilizando la eficiencia en cómputo de los simuladores EM 2D. Es decir en nuestro caso el modelo fino será el modelo 3D y el grueso el modelo de 2D.

En esta sección se verá como se crea una relación entre varios tipos de simuladores (EM), en particular como se realiza el mapeo entre espacios de diferentes dimensiones dentro del marco del diseño asistido por ordenador (CAD). Para realizar correctamente el mapeo entre simuladores EM, como se explicó ya en el apartado 2.1.2, es necesaria una potente herramienta de optimización que permita ajustar los parámetros de diseño con las especificaciones.

Es decir este procedimiento de diseño se puede conseguir mediante una técnica de optimización entre los simuladores EM 2D y 3D, que permita ajustar las dimensiones de diseño de los circuitos RF/microondas 2D y 3D con las especificaciones de diseño dadas. Para ello, utilizaremos una técnica de optimización basada en un mapeo del espacio 2D al espacio 3D combinada con un método de predicción lineal iterativo (pruebas que haremos en el apartado 4) [2].

2.2.2 Técnica de mapeo espacial 2D A 3D

La Fig. 2.2 representa la técnica de mapeo del espacio de diseño del simulador EM 2D al espacio de diseño del simulador EM 3D [3].

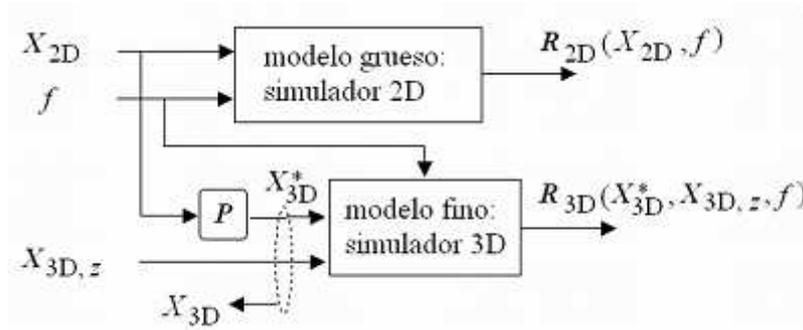


Figura 2.2 técnica del espacio 2D al espacio 3D

Se utilizará el símbolo “*” para indicar las variables que se verán afectadas por el mapeo entre los espacios de diseño 2D y 3D. \mathbf{X}_{2D} , \mathbf{X}_{3D}^* e \mathbf{X}_{3D} son, respectivamente, los vectores que hay que optimizar para llegar a cumplir ciertas condiciones de los parámetros de diseño 2D, 3D* y 3D y teniendo en cuenta las especificaciones de diseño dadas ($\mathbf{X}_{2D}, \mathbf{X}_{3D}^* \in \mathfrak{R}^n$ y $\mathbf{X}_{3D} \in \mathfrak{R}^{n+k}$, n y $k+n$ son los números de parámetros de diseño en el espacio 2D (x, y) y en el espacio 3D (x, y, z), respectivamente). \mathbf{X}_{3D}^* tiene el mismo orden que \mathbf{X}_{2D} . $\mathbf{X}_{3D,z}$ contiene únicamente las variables de la tercera dimensión (eje z). Las variables $\mathbf{X}_{3D,z}$ son conocidas o fijadas por las restricciones, como por ejemplo, el espesor del sustrato en tecnología planar. Por tanto estas variables no son optimizadas. \mathbf{R}_{2D} y \mathbf{R}_{3D} son los correspondientes vectores de las respuestas de los simuladores EM 2D y 3D, y f es la frecuencia. \mathbf{P} es el vector de mapeo entre los espacios 2D y 3D*.

En nuestro método (ver Fig 2.2) comenzamos con la repuesta optima del simulador EM 2D $\mathbf{R}_{2D}(\mathbf{X}_{2D}, f)$ (es decir modelo grueso), para producir una función de mapeo \mathbf{P} que la haga coincidir con la respuesta del simulador EM 3D $\mathbf{R}_{3D}(\mathbf{X}_{3D}^*, \mathbf{X}_{3D,z}, f)$, (Modelo fino) con el fin de que la respuesta del modelo fino coincida con las especificaciones discretas de diseño dadas (hemos de añadir que es difícil que las respuestas optimizadas de los simuladores EM de diferentes dimensiones coincidan en todos los puntos de frecuencia. Sólo coinciden en determinadas especificaciones discretas de diseño, y por lo tanto, la función de mapeo espacial debe realizarse para las mismas. En nuestro mapeo buscamos que coincidan tanto en la frecuencia de resonancia, como en el ancho de banda a -3dB).

Nuestra técnica de mapeo entre los espacios 2D y 3D se obtiene mediante dos subprocesos.

- El primer subproceso consiste en obtener la respuesta óptima $\mathbf{R}_{2D}(\mathbf{X}_{2D}, f)$, de acuerdo con las especificaciones discretas de diseño dadas mediante la optimización del modelo 2D.

$$\mathbf{X}_{2D}^* = \arg \min_{\mathbf{x}_{2D}} \mathbf{U}(\mathbf{R}_{2D}(\mathbf{x}_{2D}, f)). \quad (2.1)$$

donde $\mathbf{R}_{2D} \in \mathfrak{R}^h$ corresponde al vector de la respuesta del modelo 2D para h puntos de frecuencia, \mathbf{U} es la función objetivo con las especificaciones discretas de diseño 2D dadas, $\mathbf{x}_{2D} \in \mathfrak{R}^n$ corresponde al vector de los parámetros de diseño 2D y $\mathbf{X}_{2D} \in \mathfrak{R}^n$ es el vector óptimo de los parámetros de diseño 2D que se debe hallar. Se supone que \mathbf{X}_{2D} es único

- El segundo subproceso consiste en hallar \mathbf{X}_{3D}^* y \mathbf{P} mediante una técnica de mapeo espacial 2D a 3D, basada en un método de predicción lineal iterativo que es el que veremos en este apartado. Este método permite encontrar una solución aproximada al siguiente sistema de ecuación no lineal

$$\mathbf{X}_{3D, i+1}^* = \mathbf{P}^i(\mathbf{X}_{2D}), \quad (2.2)$$

donde \mathbf{X}_{2D} es el vector óptimo de los parámetros de diseño 2D obtenido a partir de la ecuación (2.1) y $\mathbf{X}_{3D, i+1}^*$ es el vector predicho de los parámetros de diseño 3D* para la iteración $i+1$. En la expresión 2.2 no se puede cometer un error mayor que el de la ecuación (2.3)

$$\|e\|_2^2 = \left(\sqrt{\sum_{i=1}^q \|e_i^T\|^2} \right)^2 \leq \varepsilon \quad (2.3)$$

ε es el error, $\|e\|_2^2$ es la norma Euclidiana elevada a 2 del vector error $e = [e_1^T \dots e_q^T]$, q corresponde al número de puntos de frecuencia alineando las especificaciones discretas de diseño de las respuestas de los simuladores EM 2D y 3D, y e_q es el q-ésimo vector error dado por

$$e_q = \mathbf{R}_{2D}(\mathbf{X}_{2D}, f_q) - \mathbf{R}_{3D}(\mathbf{X}_{3D,i+1}^*, \mathbf{X}_{3D,z}, f_q). \quad (2.4)$$

La función vectorial de mapeo espacial lineal de la segunda iteración \mathbf{P}^i (2) se obtiene de manera iterativa en dos pasos. El primer paso busca que los parámetros S de la simulación 2D \mathbf{R}_{2D} se igualen a la respuesta de la primera iteración de la simulación \mathbf{R}_{3D} en cuanto a frecuencia de resonancia y ancho de banda a -3dB. Este paso tiene como objetivo extraer el vector de parámetros de diseño 2D, $\mathbf{X}_{2D,i}$, a partir del vector de parámetros de diseño 3D*, $\mathbf{X}_{3D,i+1}^*$.

$$\mathbf{X}_{2D,i} = \arg \min_{x_{2D}} [e_1^T \dots e_q^T]_2^2. \quad (2.5)$$

El q-ésimo vector error viene dado por

$$e_q(x_{2D}) = \mathbf{R}_{2D}(x_{2D}, f_q) - \mathbf{R}_{3D}(x_{3D,i+1}^*, x_{3D,z}, f_q). \quad (2.6)$$

El segundo paso establece el mapeo espacial lineal entre los vectores de parámetro de diseño 2D y 3D*

$$\mathbf{X}_{3D,i}^* = \mathbf{P}^i(\mathbf{X}_{2D,i}) = \mathbf{A}^i + \mathbf{B}^i \mathbf{X}_{2D,i} \quad (2.7)$$

donde \mathbf{A}^i y \mathbf{B}^i son los vectores de los coeficientes. Estos vectores se calculan de manera iterativa mediante dos conjuntos de vectores de datos entre la i -ésima y la $(i-1)$ -ésima iteraciones. Hay que tener en cuenta que la aproximación inicial del mapeo \mathbf{P}^0 , se obtiene mediante el análisis de la respuesta \mathbf{R}_{3D} con el vector óptimo de parámetros de diseño 2D que se obtuvo en el primer

subproceso con la ecuación (2.1). Una vez disponible el vector de mapeo espacial \mathbf{P}^i ($i = 0, 1, 2, \dots$), el vector de parámetros de diseño 3D* predicho en la iteración ($i+1$), $\mathbf{X}_{3D,i+1}^*$, se obtiene a partir de la ecuación (2.2). Las sucesivas predicciones se llevan a cabo a partir de los valores predichos $\mathbf{X}_{3D,i+1}^*$ para construir los siguientes valores 2D $\mathbf{X}_{2D,i+1}$, que se utilizan para predecir los siguientes valores 3D* $\mathbf{X}_{3D,i+2}^*$, y así sucesivamente hasta que se cumpla el criterio sobre el error de la ecuación (2.3), o se supere el número de iteraciones definido por el usuario.

Capítulo 3

3. Filtros guía de ondas de modo evanescentes

3.1. Introducción

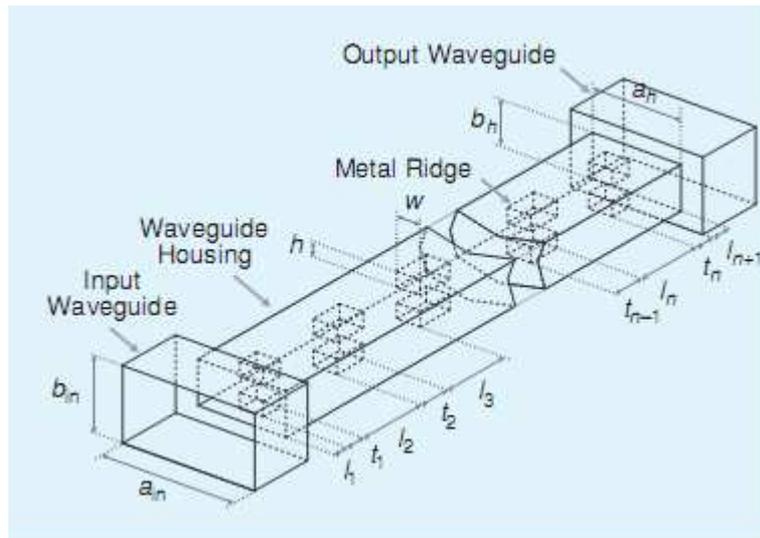


Figura 3.1 Filtro en guía de onda en modo evanescente

Las estructuras de las aplicaciones espaciales se basan en guías de onda en modo evanescente, cuya configuración se puede observar en la Figura 3.1. En estos filtros se transmite la energía entre los puertos estándar de la guía de onda de acceso a través de elementos de discontinuidades capacitivas (ridge en la Figura 3.1).

Los modos de los filtros de guía de onda evanescente son una buena opción para las etapas de entrada y salida de cargas útiles de satélites. Además, estos filtros son muy competitivos en términos de masa y volumen.

En este proyecto se plantea el diseño de una variante de filtros evanescentes, donde los ridgets metálicos que aparecen en la Figura 3.1 se sustituyen por postes dieléctricos dentro de la sección guía de onda evanescente.

3.2 Ventajas de los filtros de guía de onda rectangular evanescente con postes dieléctricos.

Los filtros evanescentes con resonadores dieléctricos tienen una longitud y volumen más reducidos comparado con los filtros de cavidades acopladas. En general pueden obtenerse reducciones de un 53 % en longitud y un 80 % en volumen con respecto al filtro metálico de cavidades acopladas. Los filtros evanescentes ofrecen, además, un mejor rechazo y una banda libre de espureos que los filtros con cavidades acopladas con y sin resonadores dieléctricos.

Otra ventaja de los filtros evanescentes con resonadores dieléctricos, a parte de una buena estabilidad térmica por el uso de estos resonadores, es un menor riesgo de multipactor, lo que los hace muy útiles para las aplicaciones de alta potencia. Esto se debe a que los postes dieléctricos se sitúan normalmente en el centro de la guía rectangular donde el campo eléctrico es máximo, aumentando de este modo la potencia máxima sin riesgo de multipactor. Además, su fabricación se simplifica cuando los resonadores son cilíndricos.

3.3 Guía de onda evanescente de nuestro proyecto

La técnica de optimización de mapeo espacial 2D a 3D [3], descrita en el apartado 2.2 ha sido aplicada en este proyecto a filtros de tipo paso banda de primer orden. Estos filtros están basados en guías rectangulares evanescentes 3D con postes dieléctricos. Un ejemplo se ve en la figura 3.2, que repetiremos en este proyecto para facilitar la comprensión del mismo del lector. Las dimensiones de la guía de entrada/salida utilizada son estándar: WR-229 ($a = 58.1\text{mm}$, $b = 29.05\text{mm}$).

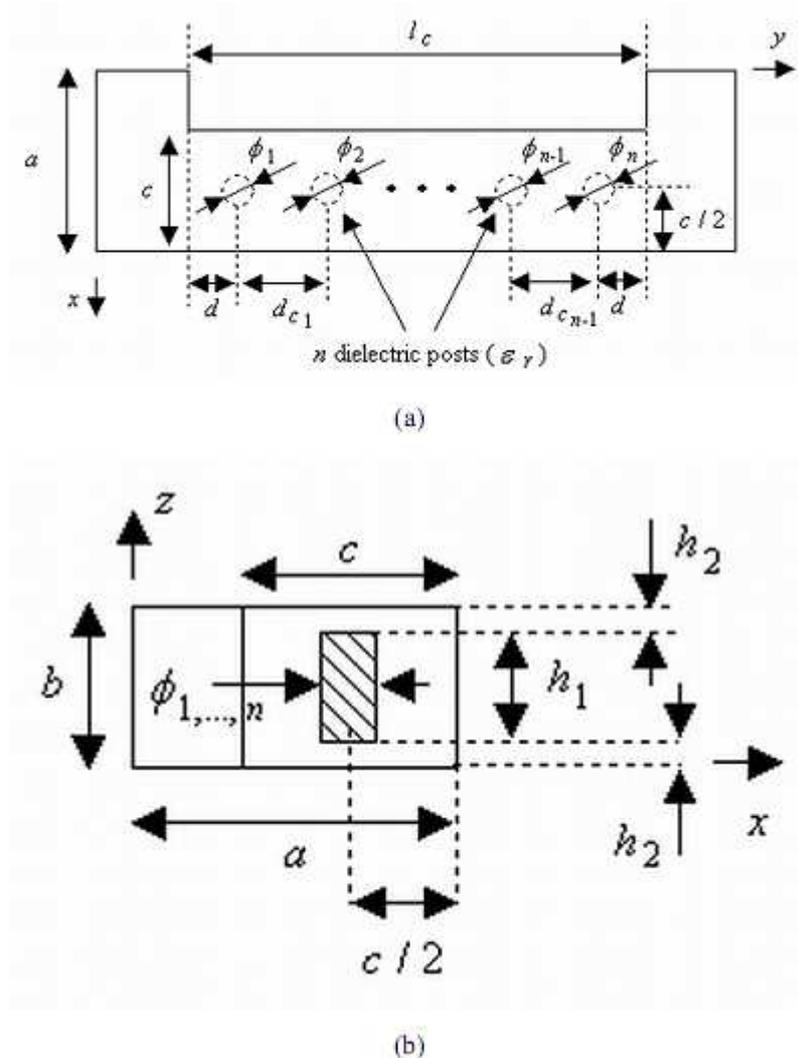


Figura 3.2. Filtro paso banda de orden N basado en guía rectangular evanescente con N postes dieléctricos. (a) Vista superior. (b) Vista transversal

Los parámetros fijos de diseño son: $\epsilon_r = 4$, $h_1 = 17.05$ mm ($h_2 = 6$ mm) y $c = 31.1$ mm. Los postes dieléctricos están centrados en la sección de guía evanescente de longitud l_c .

Las simulaciones EM 2D y 3D fueron, respectivamente, obtenidas por un simulador basado en ecuación integral [5] y un simulador comercial basado en elementos finitos (HFSS). Las simulaciones se realizaron tomando 101 puntos entre 3 GHz y 5 GHz. Los parámetros de diseño 3D a optimizar para el filtro de primer orden son, respectivamente, el radio del poste dieléctrico y la longitud de la guía de onda evanescente (l_c). Para estos filtros de primer orden, las especificaciones de diseño son:

$f_0 = 4\text{GHz}$ (frecuencia central) y un ancho de banda a 3 dB de 160 MHz. El criterio sobre el error mostrado en la ecuación (2.3) es. $\epsilon \leq 0.01$

Para realizar el análisis numérico, la guía de onda en 2D esta discretizada (En 24 segmentos la guía y en 20 los segmentos de la elipse como se observa en la figura 3.4 (valores que previamente hemos introducido en la figura 3.3)) y tiene una longitud infinita en el eje de abscisas. Nosotros solo podemos ajustar la longitud de la guía de onda evanescente, la anchura de dicha guía, el radio del poste dieléctrico, y si se coloca en el centro de la guía de onda o se escora hacia un lado (posición del poste dieléctrico dentro de la guía evanescente). La herramienta 2D está programada en Fortrán y el mallado de la estructura tiene la forma que se indica en la Figura 3.4 tras haber introducido los datos de la figura 3.3. Esta figura 3.3 es el fichero de entrada de un programa en ecuación integral para estructuras inductivas en guía 2D. Se puede observar como se introducen dos objetos, uno es un polígono abierto y el otro será una elipse. En el polígono abierto se colocará la longitud de la guía de onda poniendo el valor de las esquinas de esta guía, teniendo en cuenta que el centro de la guía será la referencia para empezar a medir. La permitividad de la guía será uno. La elipse tendrá un radio mayor y otro menor de igual longitud de forma que haga una circunferencia, de permitividad 4.

```

! Fichero de configuracion de la geometria
! de un dispersor bidimensional
! Numero de objetos (Es el numero total de objetos de la estructura)
2
! Tipo mallado (1-Uniforme, 2-Coseno)
1
!1-Tipo de objeto (1.- Elipse, 2.- Poligono, 3.- Sector, 4.- Pol_abierto)
4
!Numero de lados del poligono
3
!Centro del poligono. (xc,yc).
0.0d-3 58.1d-3
!Esquinas del poligono
-16.5d-3 00.000d-3
-16.5d-3 -27.000d-3
+16.5d-3 -27.000d-3
+16.5d-3 00.000d-3
!Numero de segmentos del poligono
8 8 8
!Permitividad y permeabilidad de los medios externo e interno (er,ur).
(1.000,0.000) (0.000,0.000)
(1.000,0.000) (0.000,0.000)
!2-Tipo de objeto (1.- Elipse, 2.- Poligono, 3.- Sector, 4.- Pol_abierto)
1
!Radios de la elipse (Eje1, Eje2)
5.9d-3 5.9d-3
!Centro de la elipse (xc,yc).
00.0d-3 15.55d-3
!Inclinacion de la elipse
0.0d0
!Numero de segmentos en la elipse
20
!Permitividad y permeabilidad de los medios externo e interno (er,ur).
(1.000,0.000) (4.000,0.000)
(1.000,0.000) (1.000,0.000)
!Separacion entre las placas paralelas
58.1d-3
! Posiciones de los puertos en  $ZT1=2*\pi*n/(Kz)$ ,  $ZT2=-2*\pi*n/(Kz)$ , ( $n>>1$ ).
50
! Barrido del campo
-3.00-3 33.0d-3
! Barrido campo frecuencia
8.525d-3

```

Figura 3.3 Valores introducidos en Fortrán

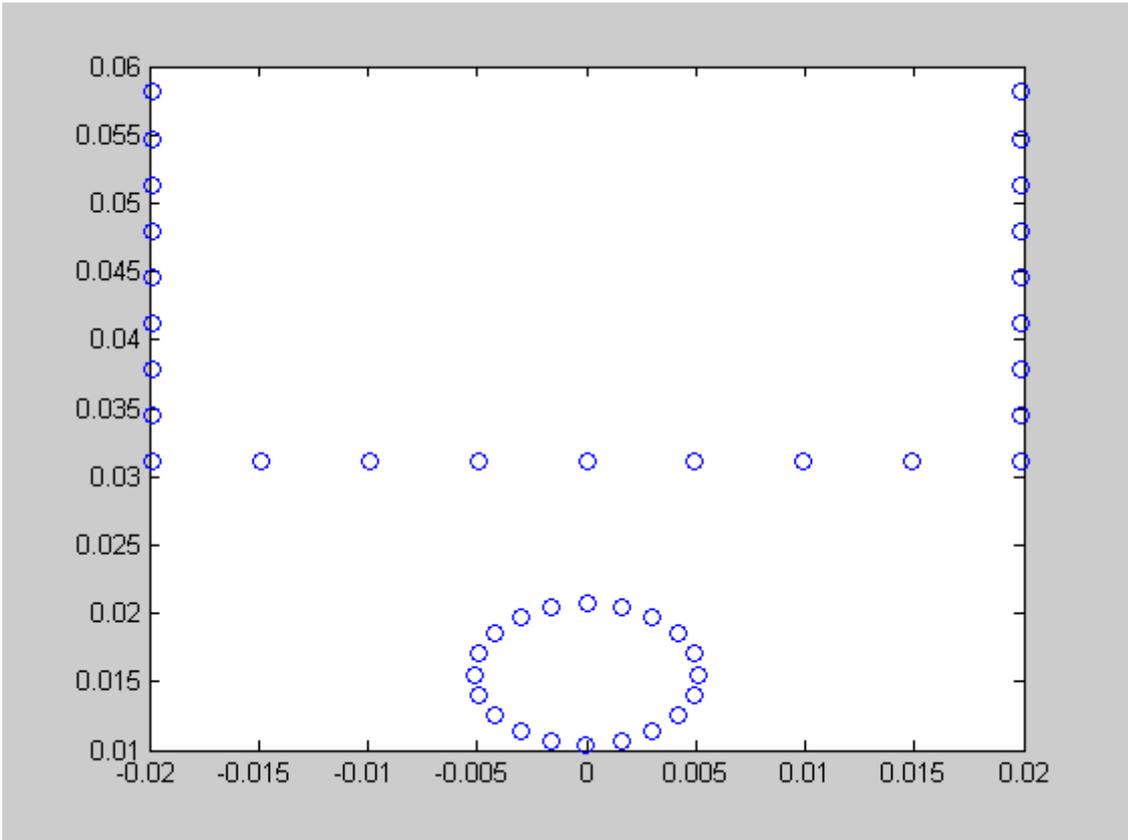


Figura 3.4 Forma de la guía de onda evanescente en 2D

Para las estructuras 3D, los resonadores dieléctricos son postes circulares dieléctricos de altura menor que la de la guía base, centrados y suspendidos dentro de la sección de la guía de onda evanescente (discontinuidades no inductivas). El modelo y el análisis de la estructura 3D la realizamos en HFSS, y tiene la forma mostrada en la figura 3.4.

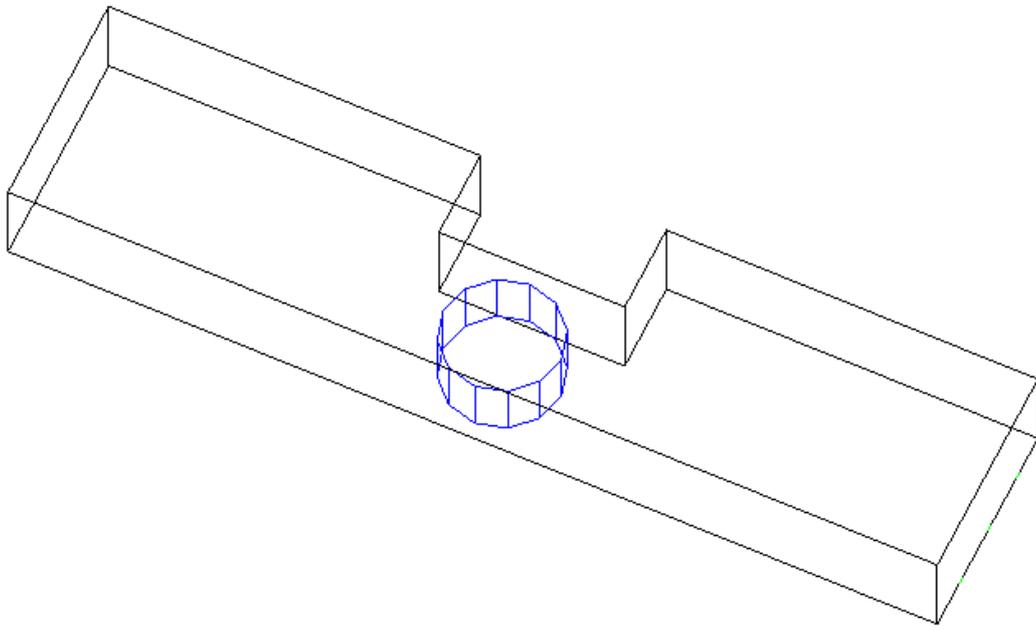


Figura 3.4. Forma de la guía de onda evanescente en 3D (HFSS)

Capítulo 4

4. Estudio y mejora de una técnica de optimización electromagnética de onda rectangular evanescente con postes dieléctricos mediante mapeo espacial

En el apartado número 2.2 hemos visto el algoritmo general para este mapeo espacial de 2D a 3D. El estudio que se realiza en este proyecto consiste en mejorar la técnica de optimización mediante la respuesta de los distintos simuladores electromagnéticos 2D (Ecuación integral) y 3D (HFSS), para intentar disminuir el número de iteraciones necesarias para obtener una buena convergencia.

Hemos de decir antes de nada que tanto el radio como la longitud influyen en el ancho de banda a -3dB y en la frecuencia de resonancia, pero el radio influye sobre todo en la frecuencia de resonancia y la longitud de la guía evanescente en el ancho de banda a -3dB. También si la altura h de los postes en el modelo 3D cambia, los resultados variarán, y será necesario realizar una nueva optimización del filtro 3D.

Se han estudiado en este proyecto cuatro métodos para realizar la optimización del algoritmo, cada método intenta mejorar al anterior. Para facilitar la comprensión en la lectura de este proyecto primero describiremos el método original y luego explicaremos las distintas modificaciones que se han explorado.

El radio lo representaremos como ϕ y la longitud como l_c .

4.1. Recta que pasa por el origen.

Este primer método se realizara paso a paso para mostrar como se van a ir comportando los parámetros S del filtro al final de cada iteración, durante el proceso de optimización.

La particularidad de este método está sobre todo en la forma de trazar la primera recta. La primera recta del algoritmo se calcula tomando un primer punto formado por

el radio del dieléctrico y longitud de la guía de onda evanescente de la primera iteración en 3D (el que hace óptima la simulación en 2D) con los valores del radio y longitud que superponen dichos parámetros S en 2D con un segundo punto que es el origen.

Para este método de optimización se siguen los siguientes pasos:

1. Obtengo el valor óptimo del radio del poste dieléctrico y la longitud de la guía de onda evanescente en 2D (optimizar R_{2D} utilizando la ecuación (2.1) vista en el apartado 2.2.2 que hace que la frecuencia de resonancia y el ancho de banda sean óptimos (X_{2D})).

En este primer caso se optimiza el radio del poste dieléctrico y la longitud de forma manual y nos sale un radio $\phi = 5.7\text{mm}$ y una longitud de la guía de onda $l_c = 37\text{mm}$. Se representa en la figura 4.1 los parámetros S en 2D de la primera iteración.

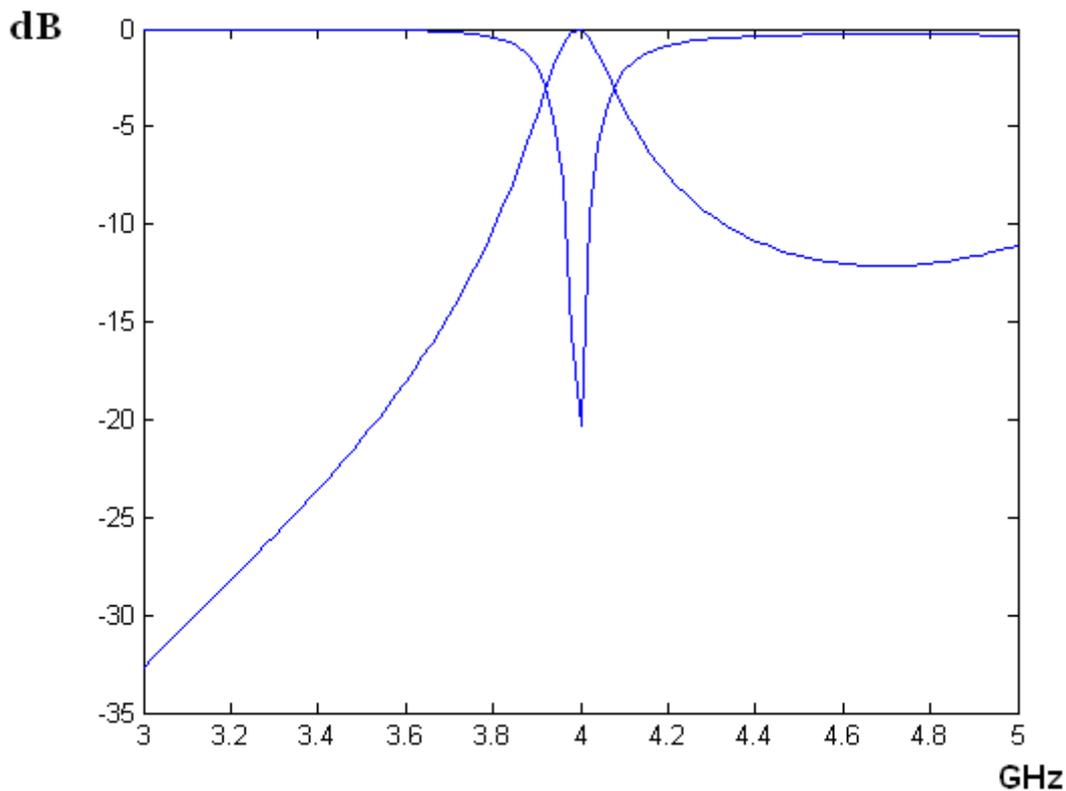


Figura 4.1. Parámetros S en 2D de la primera iteración. Es la respuesta óptima que buscamos para el filtro 3D.

2. Ese mismo radio y longitud los pongo en la guía de onda rectangular evanescente ($\mathbf{X}_{3D,0}^* = \mathbf{X}_{2D}$) con poste dieléctrico en 3D y obtendré \mathbf{R}_{3D} con una frecuencia de resonancia y un ancho de banda desplazados respecto de los óptimos.

Aquí tenemos un ejemplo de los parámetros S en 3D con las medidas que en 2D hacían que el ancho de banda y la frecuencia de resonancia fueran óptimos. En este caso el $\phi = 5.7\text{mm}$, $l_c = 37\text{mm}$ y $h = 17.05\text{mm}$.

En la figura 4.2 se puede observar los parámetros S en 3D de la primera iteración.

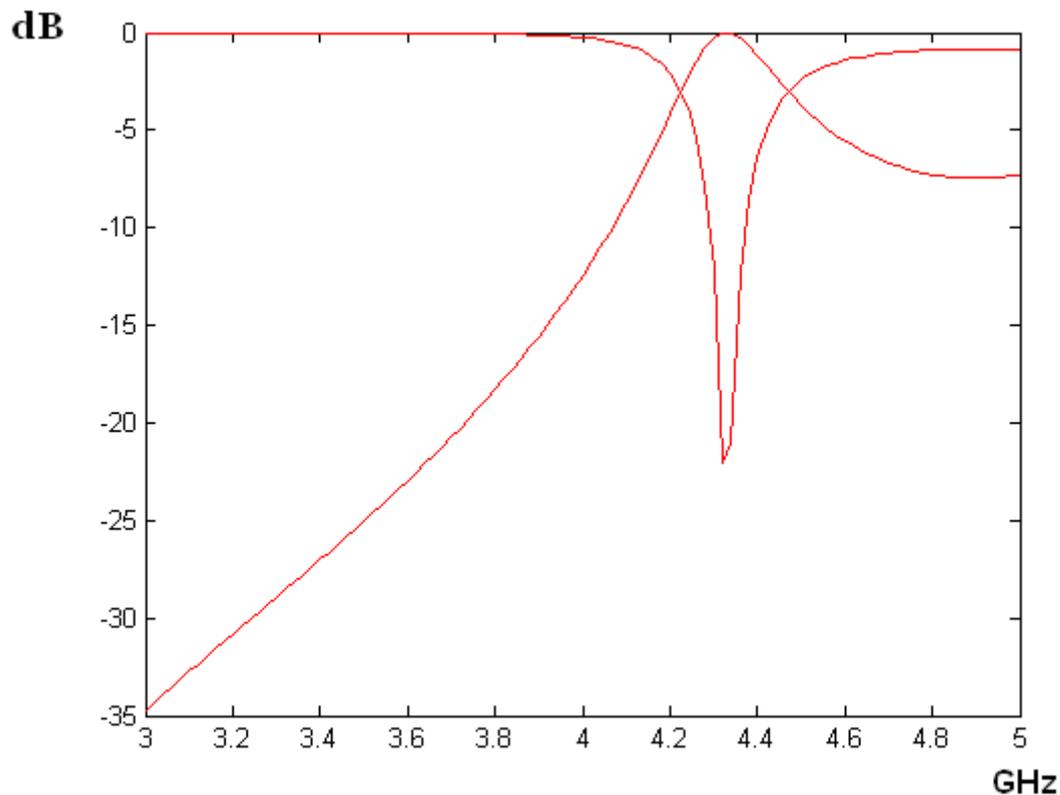


Figura 4.2. Parámetros S en 3D de la primera iteración

En la figura 4.3 se observa como los parámetros óptimos de 2D al utilizarlos en una simulación 3D son desplazados y por consiguiente no son los que buscamos.

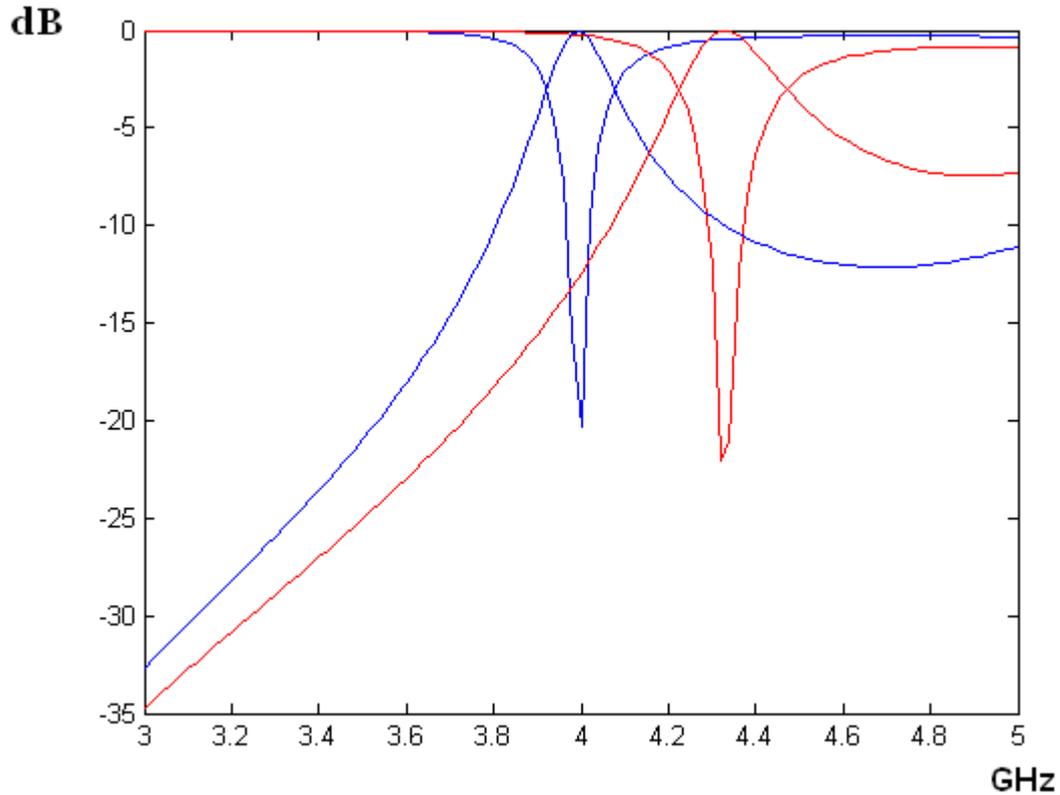


Figura 4.3. Parámetros S en 3D (línea roja) de la primera iteración superpuestos con el resultado optimo que debería dar (primera iteración 2D, línea azul).

3. Se obtiene R_{2D} , es decir, un radio del poste dieléctrico y una longitud de la guía de onda evanescente en 2D, de tal forma que superponga mi curva en 2D con la de 3D obtenida en el apartado anterior. La idea es definir la siguientes distancias

$$\begin{aligned} v_0 &= f_{03D} - f_{02D_0} \\ w_0 &= [(f_{H3D} - f_{L3D}) - (f_{H2D_0} - f_{L2D_0})] \end{aligned} \quad (4.1)$$

Donde f_{03D} y f_{02D} es la frecuencia de resonancia en 3D y 2D respectivamente, f_{L3D} y f_{L2D} la frecuencia que esta antes y a -3dB de la frecuencia de resonancia en 3D y 2D respectivamente y f_{H3D} y f_{H2D} la frecuencia que esta después de la frecuencia de resonancia a -3dB de ésta, en 3D y 2D respectivamente.

De tal manera que:

$$(v_0 \leq 0.01) \text{ y } (w_0 \leq 0.01)$$

Para que se superponga el 2D con 3D hay que introducir en 2D un $\phi = 3.43\text{mm}$ y un $l_c = 36.4\text{mm}$. En la figura 4.4 se puede ver los parámetros S en 2D de la segunda iteración superpuestos con los parámetros en 3D de la primera iteración.

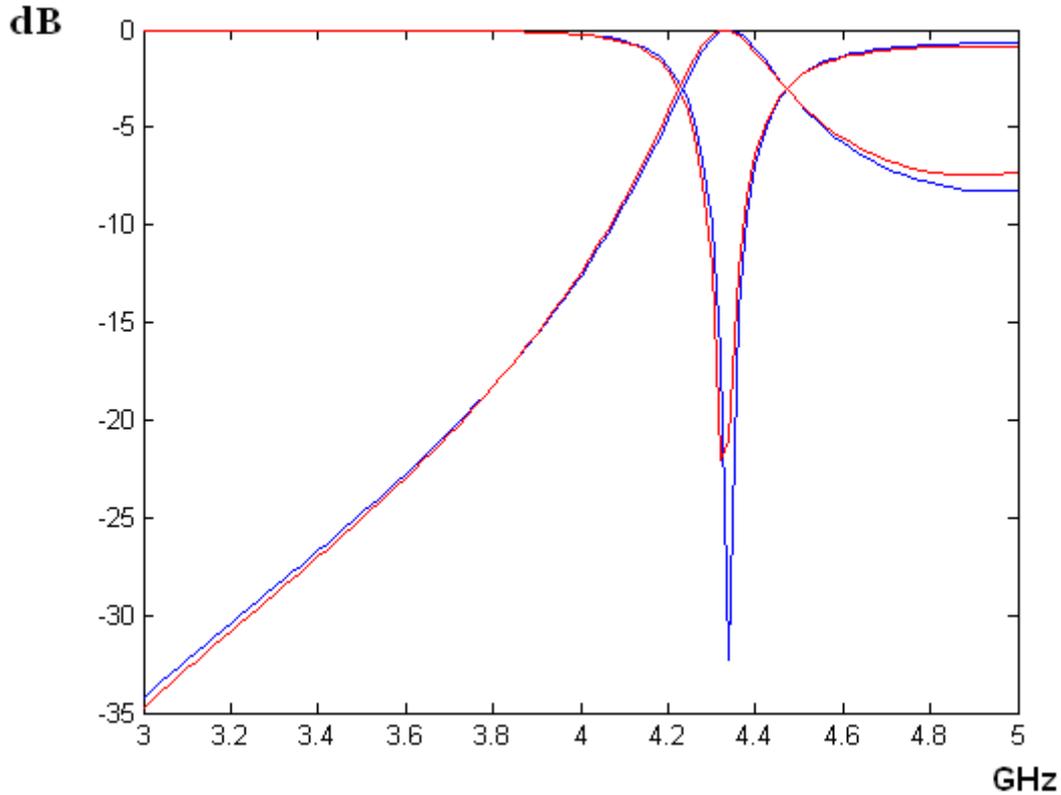


Figura 4.4. Parámetros S en 2D de la segunda iteración (línea color azul) superpuestos a los parámetros S en 3D de la primera iteración (línea color rojo).

4. Hallar los coeficientes de $X_{3D,i}^* = P^i (X_{2D,i}) = A^i + B^i X_{2D,i}$; En este caso la recta se traza entre dos puntos: los valores en 3D y 2D del radio o longitud con los del origen.

$$A_{\phi}^i = 0 \qquad B_{\phi}^i = \left(\frac{5.7 - 0}{3.43 - 0} \right)$$

$$A_{l_c}^i = 0 \qquad B_{l_c}^i = \left(\frac{37 - 0}{36.4 - 0} \right)$$

5. Obtener $X_{3D,i}^*$ sustituyendo en la fórmula 2.7 y añadiéndole un 10% para intentar llegar antes a la solución e intentar ahorrarnos iteraciones. De esta forma se obtendrá el valor del radio del poste dieléctrico y de la longitud de la guía de onda

evanescente en 3D de esta nueva iteración. Los detalles de los cálculos son los siguientes:

$$\phi_{3D} = \left(\frac{5.7}{3.43} \times 5.7 \right) + 10\% = 10.419mm$$

$$l_{c,3D} = \left(\frac{37}{36.4} \times 37 \right) + 10\% = 41.371mm$$

6. Obtener R_{3D} con $X_{3D,1}^*$. Es decir con los valores de un radio de 10.419mm y una longitud de 41.371mm introducirlos en el simulador 3D y se obtienen los parámetros S.

Ahora vemos los parámetros S en 3D en la figura 4.5 con las medidas calculadas en el apartado anterior $\phi = 10.42mm$, $l_c = 41.37mm$ y $h = 17.05mm$

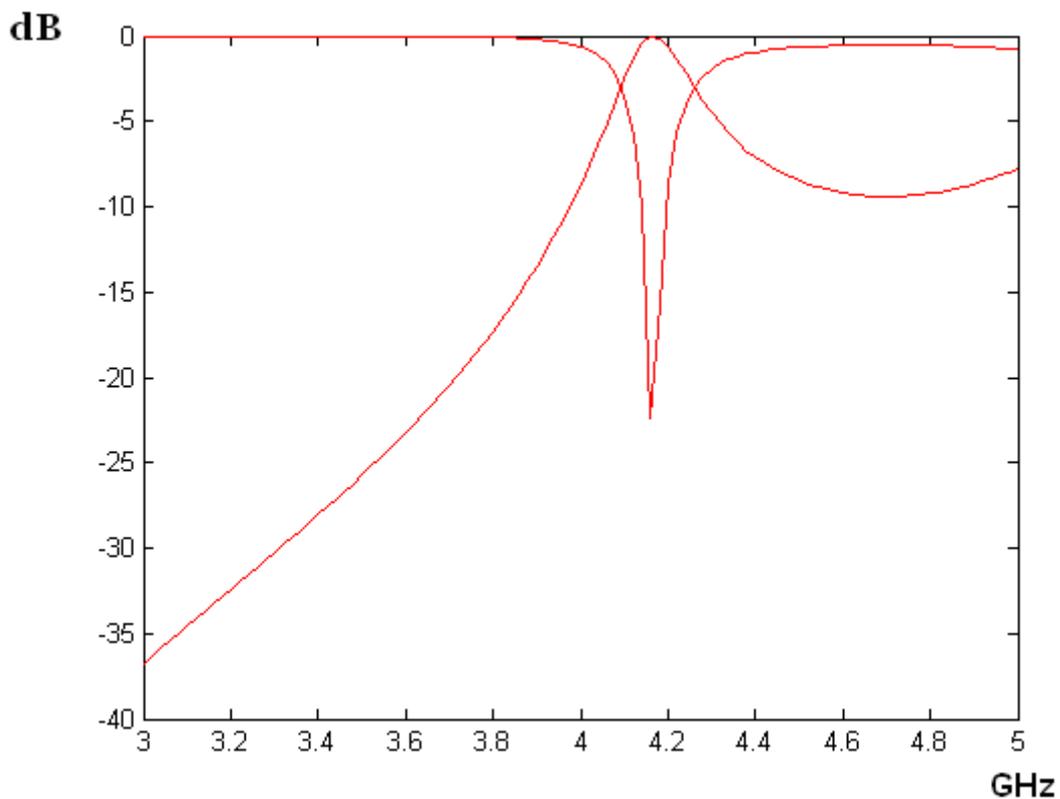


Figura 4.5. Parámetros S en 3D de la segunda iteración

En la figura 4.7 se observa como lo resultados finales en 3D de esta segunda iteración aun están lejos de los óptimos en 2D. Pese a ello se encuentran más cerca de los deseados que los de la iteración anterior.

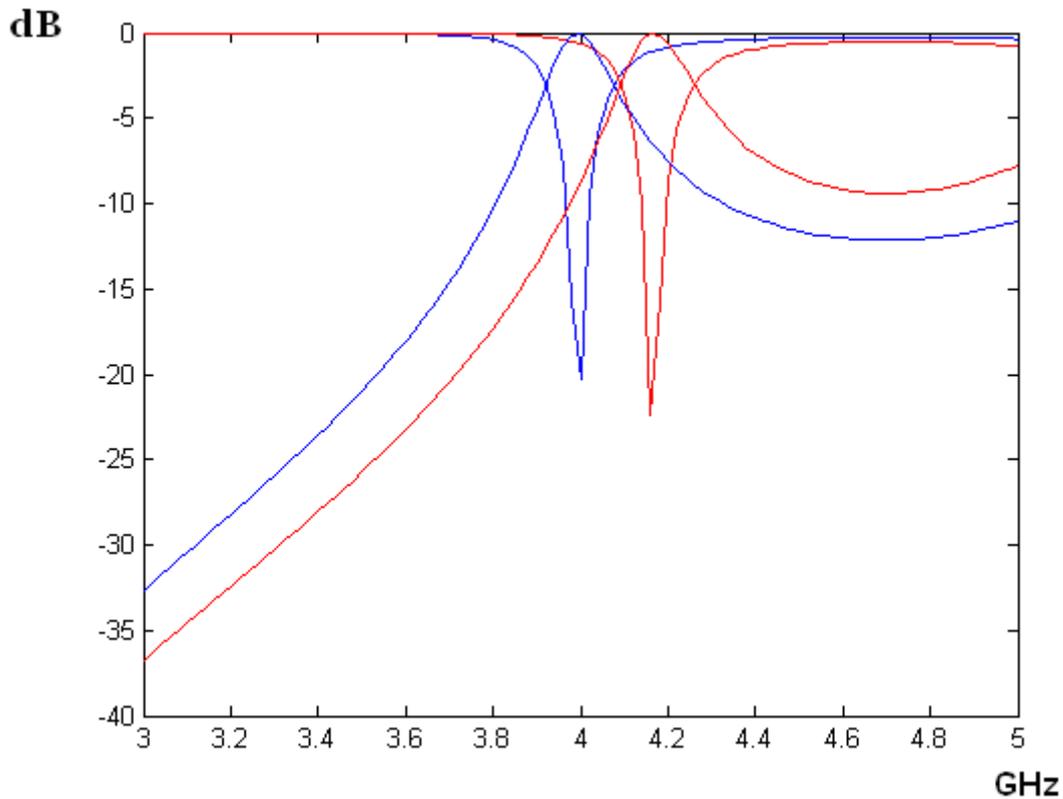


Figura 4.6. Parámetros S en 3D de la segunda iteración (línea roja) superpuestos con el resultado óptimo que debería dar (primera iteración 2D, línea azul).

7. Siguiendo iteración: $i = i + 1$, optimizar \mathbf{R}_{2D} de tal manera que utilizando la ecuación (4.1) se cumplan los criterios de error explicados previamente

Ahora para que se superponga el 2D con 3D hay que introducir en 2D un $\phi = 5.06\text{mm}$ y un $l_c = 39\text{mm}$. En la figura 4.7 se pueden observar los parámetros S en 2D de la tercera iteración superpuestos con los parámetros 3D de la segunda iteración.

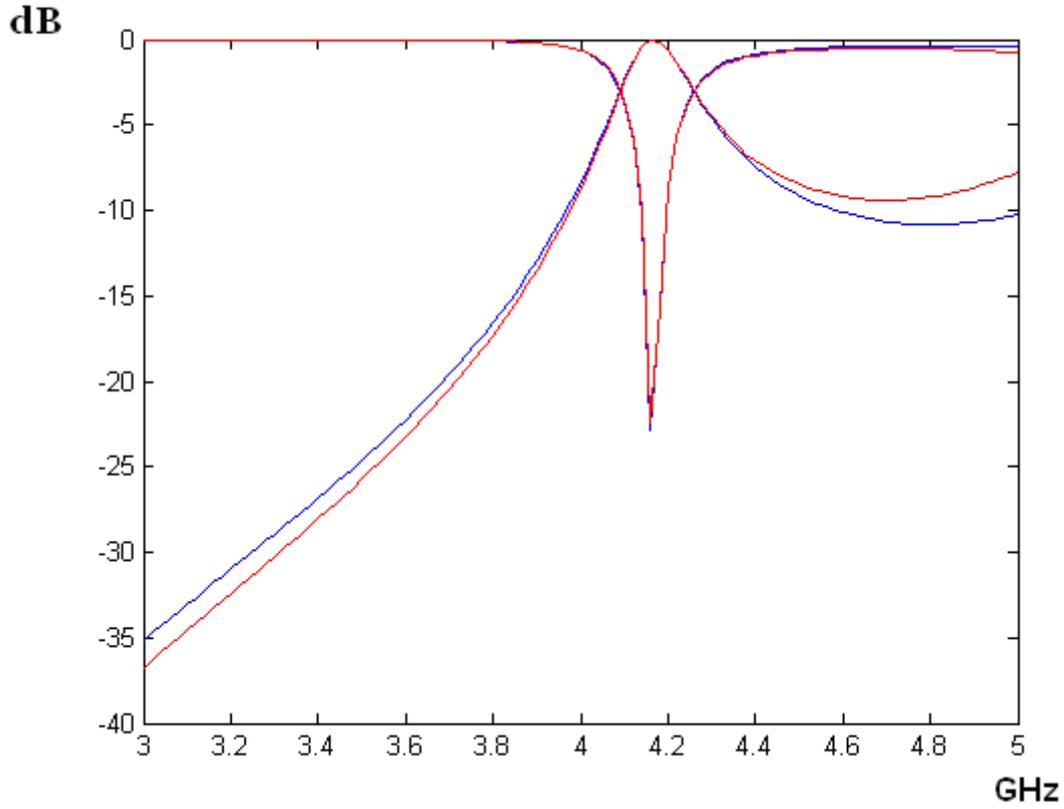


Figura 4.7. Parámetros S en 2D de la tercera iteración (línea azul) superpuestos con los parámetros 3D de la segunda iteración (línea roja)

8. Hallar los coeficientes de $\mathbf{X}_{3D,i}^* = \mathbf{P}^i (X_{2D,i}) = \mathbf{A}^i + \mathbf{B}^i X_{2D,i}$. \mathbf{A}^i y \mathbf{B}^i se obtienen trazando una recta entre los dos últimos puntos calculados.

Los coeficientes del radio se calculan de la siguiente manera

$$A_\phi = \frac{\phi_{3D}(i) - \phi_{3D}(i-1)}{\phi_{2D}(i) - \phi_{2D}(i-1)} \quad (4.2)$$

$$B_\phi = \phi_{3D}(i) - \phi_{2D}(i) \cdot A \quad (4.3)$$

Los coeficientes de la longitud se calculan

$$A_\phi = \frac{l_{c,3D}(i) - l_{c,3D}(i-1)}{l_{c,2D}(i) - l_{c,2D}(i-1)} \quad (4.4)$$

$$B_\phi = l_{c,3D}(i) - l_{c,2D}(i) \cdot A \quad (4.5)$$

En nuestro ejemplo son los siguientes:

$$A_{\phi} = \frac{10.419533 - 5.7}{5.06 - 3.43} = 2.895$$

$$B_{\phi} = +10.419533 - 5.06A = -4.231$$

$$A_{lc} = \frac{41.708 - 37}{39 - 36.4} = 1.8107$$

$$B_{lc} = 41.3708 - 39A = -29.2492$$

9. Calcular $X_{3D,i+1}^*$ mediante $X_{3D,i+1}^* = P^i (X_{2D})$, sustituyendo en la recta obtenida el valor del radio o longitud óptimo 2D. Así obtendríamos otro valor óptimo en 3D en la siguiente iteración.

$$\phi_{3D} = A_{\phi} \cdot 5.7 + B_{\phi} = 12.33mm$$

$$l_{c,3D} = A_{lc} \cdot 37 - B_{lc} = 38mm$$

10. Obtener R_{3D} con $X_{3D,i+1}^*$. Es decir introducir los valores anteriores en el simulador 3D y realizar la simulación. En la figura 4.8. se observan los parámetros S en 3D de la tercera iteración.

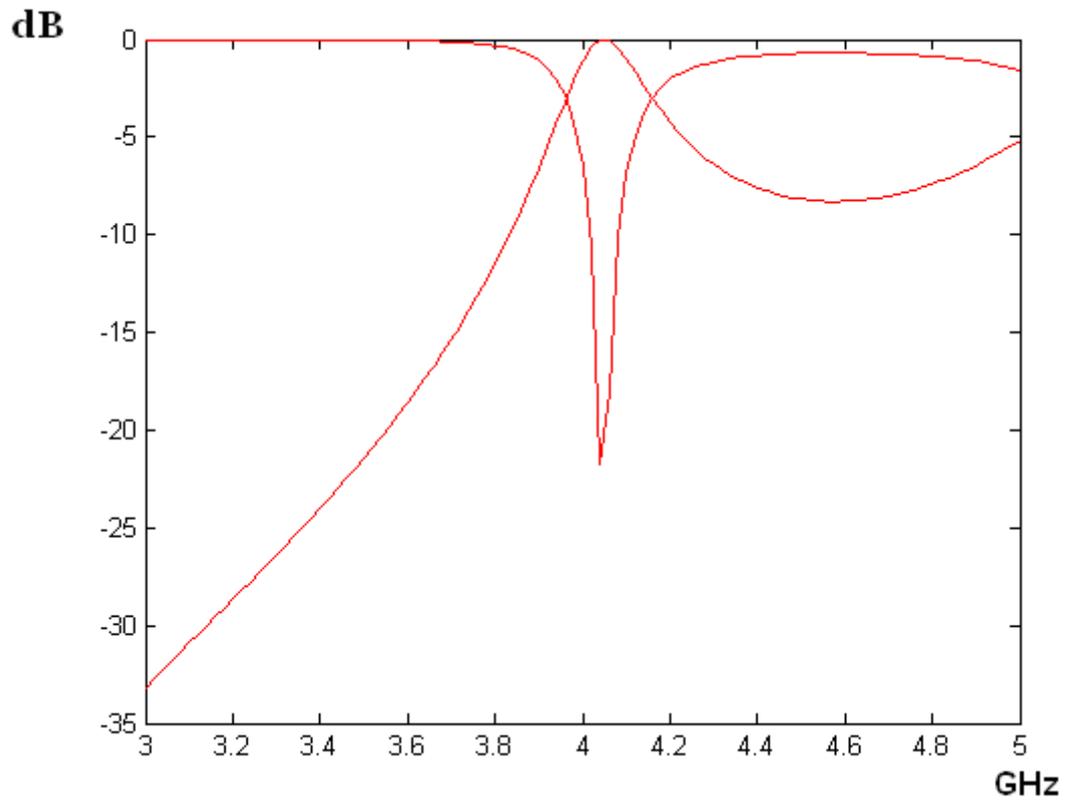


Figura 4.8. Parámetros S en 3D de la tercera iteración

En la figura 4.9 se observa como lo resultados finales en 3D de esta tercera iteración aun están lejos de los óptimos. También se observa como se van acercando a los deseados.

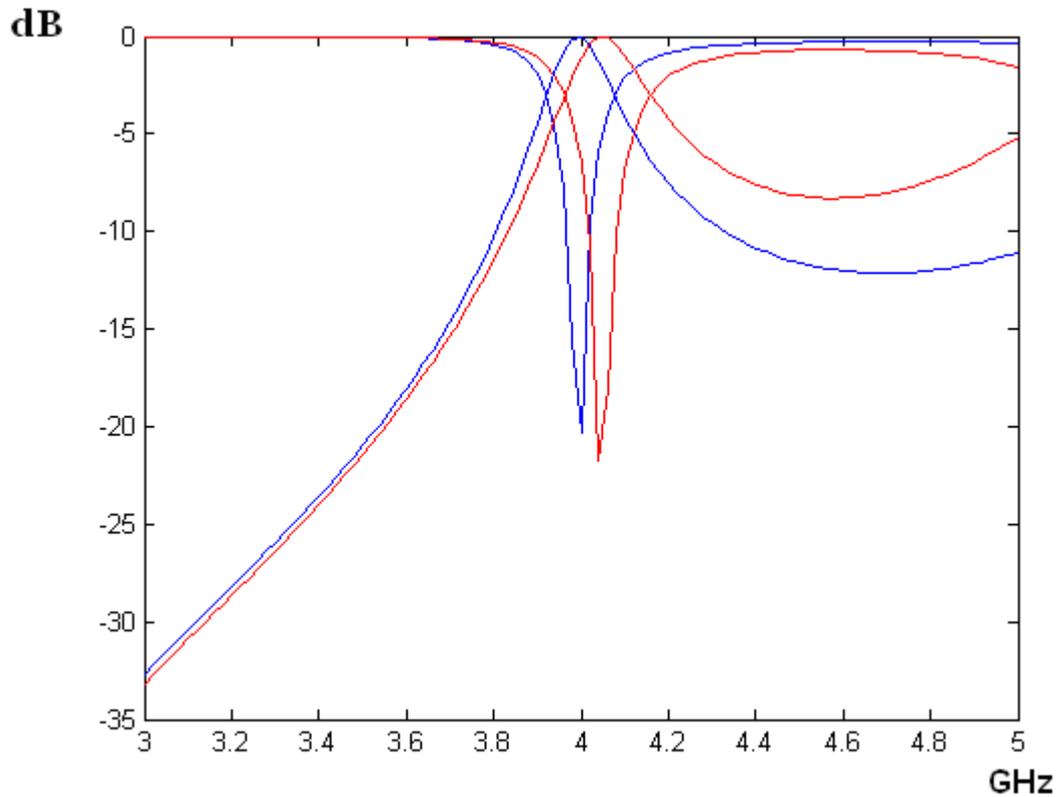


Figura 4.9. Parámetros S en 3D de la tercera iteración (línea roja) superpuestos con el resultado optimo que debería dar (primera iteración 2D, línea azul).

11. Comparar R_{2D} del primer paso con R_{3D} del paso 10.

Si no se cumple el criterio sobre el error y si no se ha sobrepasado el número de iteraciones definido por el usuario ir al paso 7; si no terminar el algoritmo.

En el caso tratado aquí como ejemplo no se cumplirían los criterios del error así que volveríamos al punto 7. Aumentaríamos el orden de la iteración pasando a ser $i = i + 1$, y optimizaríamos R_{2D} . Los valores que consiguen que se superponga el 2D con 3D son en este caso $\varphi = 5.48\text{mm}$ y un $l_c = 34.22\text{mm}$. En la figura 4.10 se podrán observar los parámetros S en 2D de la cuarta iteración superpuestos con los parámetros 3D de la tercera iteración

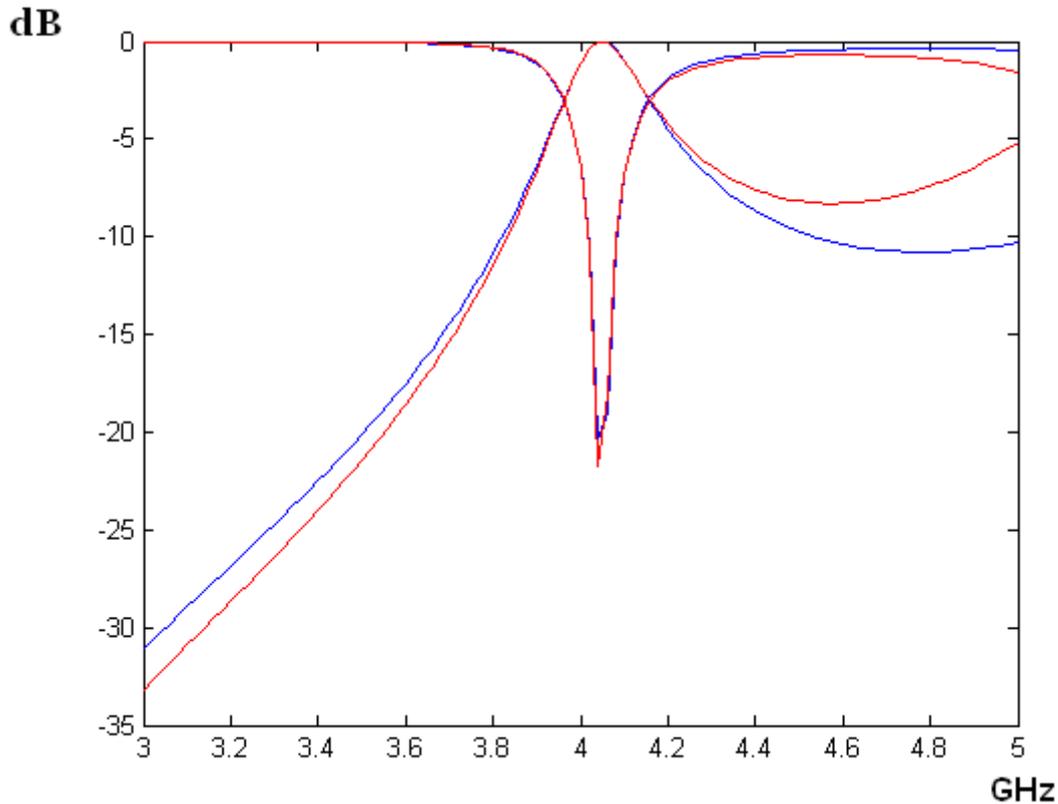


Figura 4.10. Parámetros S en 2D de la cuarta iteración (línea azul) superpuestos con los parámetros 3D de la tercera iteración (línea roja)

Ahora se pasaría al paso 8 para hallar los coeficientes mediante las ecuaciones 4.2, 4.3, 4.4, 4.5, que en este caso serían los siguientes

$$A_{\phi} = \frac{12.33 - 10.419533}{5.48 - 5.06} = 4.548 \qquad B_{\phi} = +10.419533 - 5.06A = -12.5933$$

$$A_{lc} = \frac{38 - 41.708}{34.16 - 39} = 0.766 \qquad B_{lc} = 41.3708 - 39A = 11.504$$

Se continuaría con el paso 9 y se calcularía $\mathbf{X}_{3D,i+1}^*$ mediante $\mathbf{X}_{3D,i+1}^* = \mathbf{P}^i (\mathbf{X}_{2D})$, es decir, se obtendrían las nuevas dimensiones de la estructura 3D:

$$\phi_{3D} = A_{\phi} \cdot 5.7 + B_{\phi} = 13.29mm$$

$$l_{c,3D} = A_{lc} \cdot 37 - B_{lc} = 39.98mm$$

En el paso 10 obtenemos R_{3D} con los valores calculados anteriormente y vemos en la figura 4.11. el resultado, comprobando que la convergencia hacia la respuesta óptima es buena.

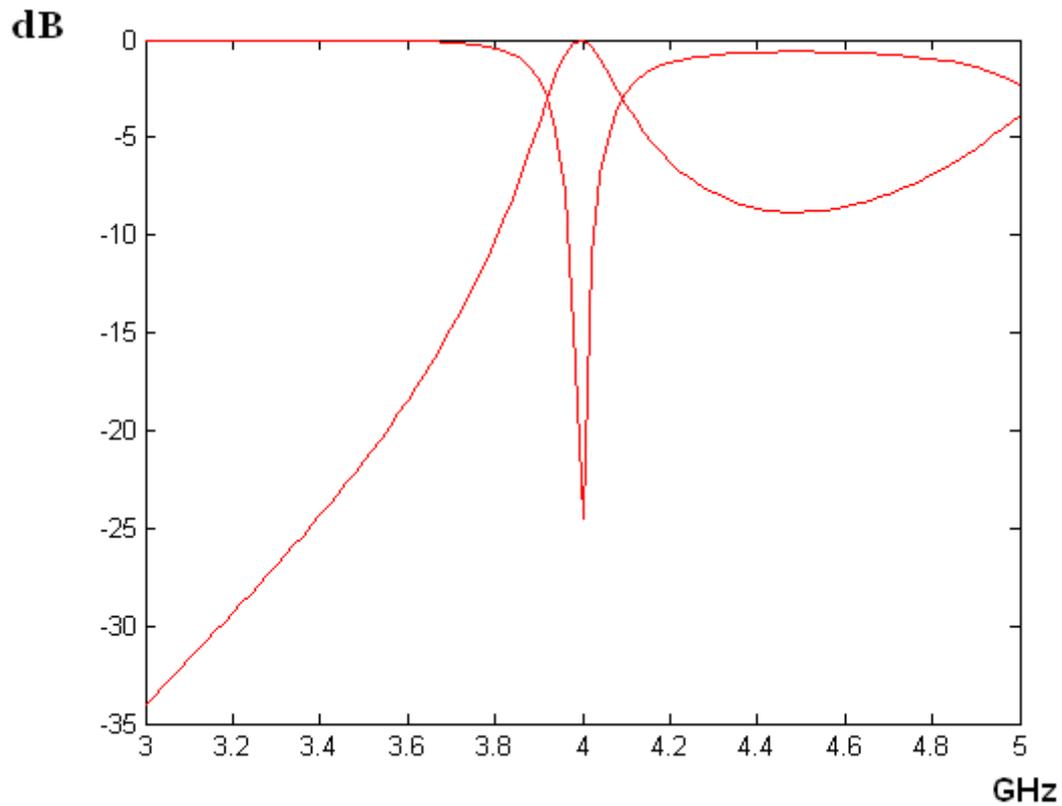


Figura 4.11. Parámetros S en 3D de la tercera iteración

En el paso 11 se ve en la figura 4.12, donde se aprecia que se cumplen los parámetros de convergencia así que se da por finalizado el algoritmo.

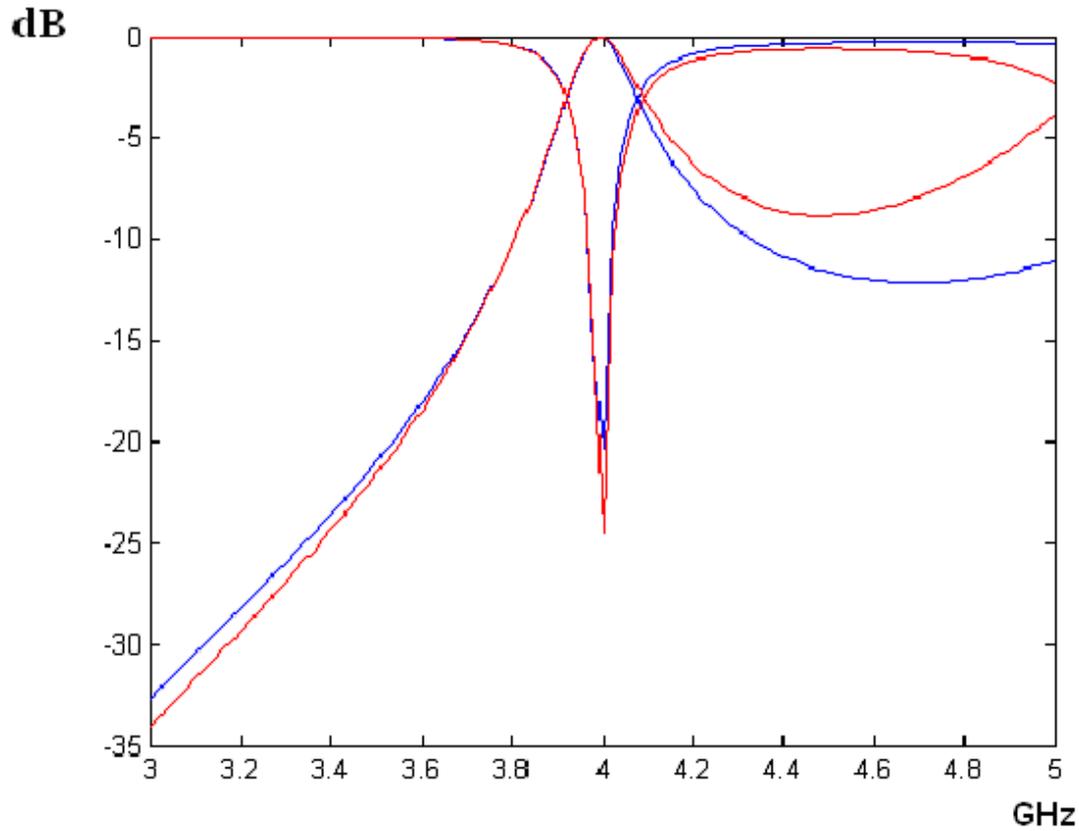


Figura 4.12. Figura 4.10. Parámetros S en 3D de la cuarta iteración (línea roja) superpuestos con el resultado óptimo que debería dar (primera iteración 2D, línea azul).

La convergencia en el caso del radio del poste dieléctrico se llega en 4 iteraciones, y su evolución puede verse en la figura 4.13. Puede apreciarse claramente como los valores se acercan al óptimo siguiendo varios tramos lineales con pendientes que van aumentando en las sucesivas iteraciones.

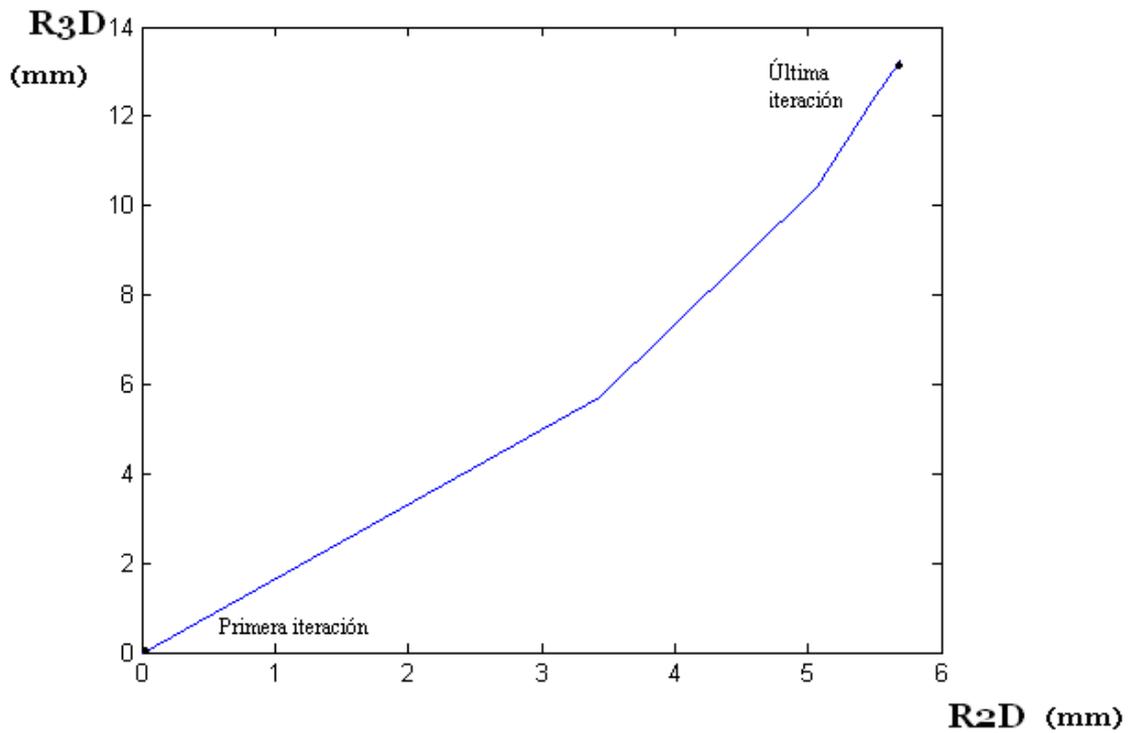


Figura 4.13. Convergencia del radio del poste dieléctrico

Un resultado similar se muestra en la Figura 4.14, pero para la longitud de la cavidad evanescente. En este caso se observa cómo la predicción de la longitud sobrepasa el valor óptimo tras la primera iteración y vuelve hacia atrás. Este comportamiento lo podemos comprobar en la figura 4.14, donde se aprecia un tramo de recta con pendiente negativa.

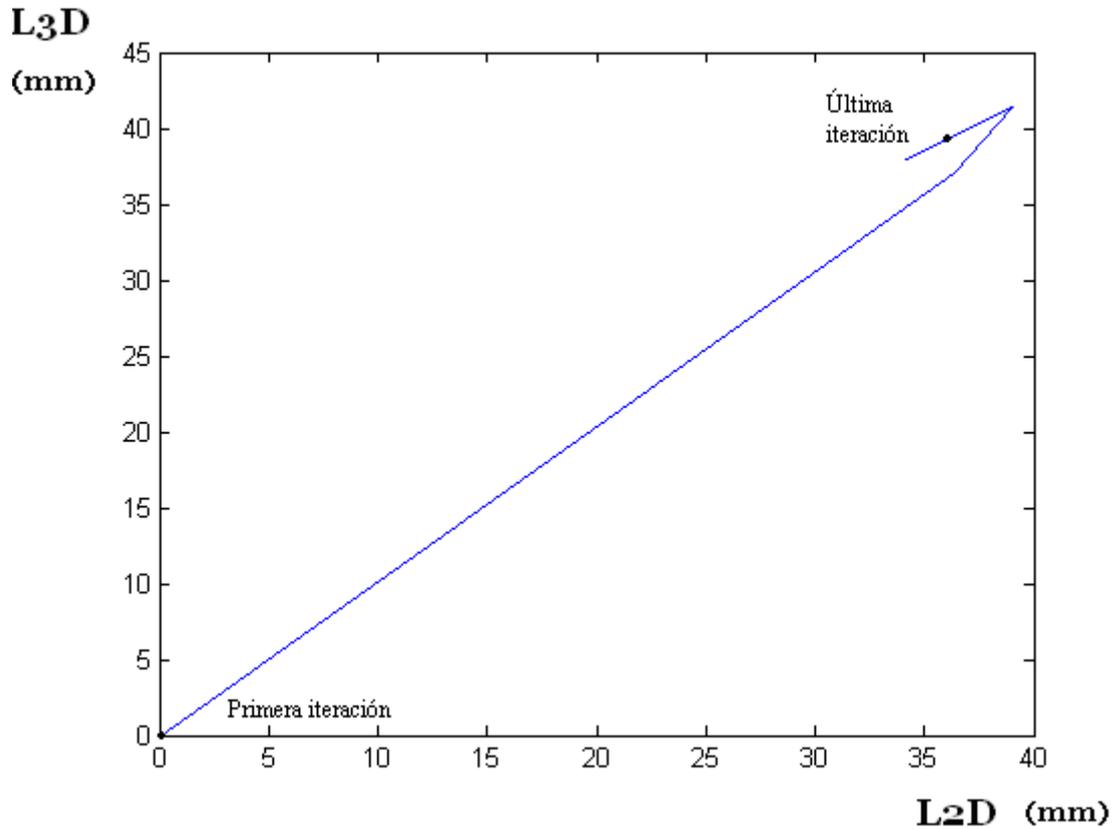


Figura 4.14. Convergencia de la longitud de la guía evanescente.

Este método es bastante bueno aunque no siempre se encuentra la convergencia de una forma rápida. Esto es así sobre todo para la longitud de la cavidad, donde la obtención de rectas con pendientes negativas podrían dar problemas de convergencia en algunos casos.

Para tratar de mejorar la convergencia de la técnica se va a probar una modificación a este algoritmo básico. En lugar de trazar la primera recta por el origen, vamos a generar dos valores iniciales, con el fin de trazar la primera recta pasando por los dos valores iniciales obtenidos. Comprobaremos si al tener más información útil al trazar la primera recta, la convergencia de la técnica se ve mejorada. La siguiente modificación que vamos a plantear consiste precisamente en un cambio de estrategia para evitar pendientes negativas en las rectas. Por último propondremos otra modificación aplicando primeramente la técnica iterativa al radio, para posteriormente introducir en el algoritmo la longitud de la cavidad. Estas tres alternativas al método original se tratan con más detalle en las siguientes sub-secciones, y constituyen las principales aportaciones de este trabajo.

4.2 Modificaciones propuestas para mejorar el método número 1

Las modificaciones propuestas para mejorar el primer método son las que se verán a continuación:

-Método número 2: En este método vamos a buscar ahora otro punto que no sea el origen para trazar la primera recta. El segundo punto se obtiene aplicando un incremento aleatorio al primer punto. En el resto de siguientes iteraciones se cogerán los dos últimos puntos calculados, tal y como se hacía anteriormente. A esta variante le llamaremos método de la recta que pasa por dos puntos.

-Método número 3: El objetivo de este método es evitar las rectas de pendiente negativa que se obtienen durante la convergencia de la longitud de la cavidad. Por tanto la técnica se aplicará sólo en las iteraciones que afectan a dicha longitud de la cavidad. Una vez realizada la primera recta (se calculará como se calcula la primera recta del método número 2), para trazar las siguientes rectas para el caso de la longitud de la cavidad, siempre se utilizará como base de la nueva recta el punto más alejado que hasta ahora se haya obtenido. La idea se ilustra en la figura 4.15. Como podemos observar, se toma como punto base el punto más alejado obtenido en la primera iteración, y de esta forma se evitan pendientes negativas en las sucesivas rectas. A esta técnica la llamaremos el método de la recta con un punto de referencia fijo.

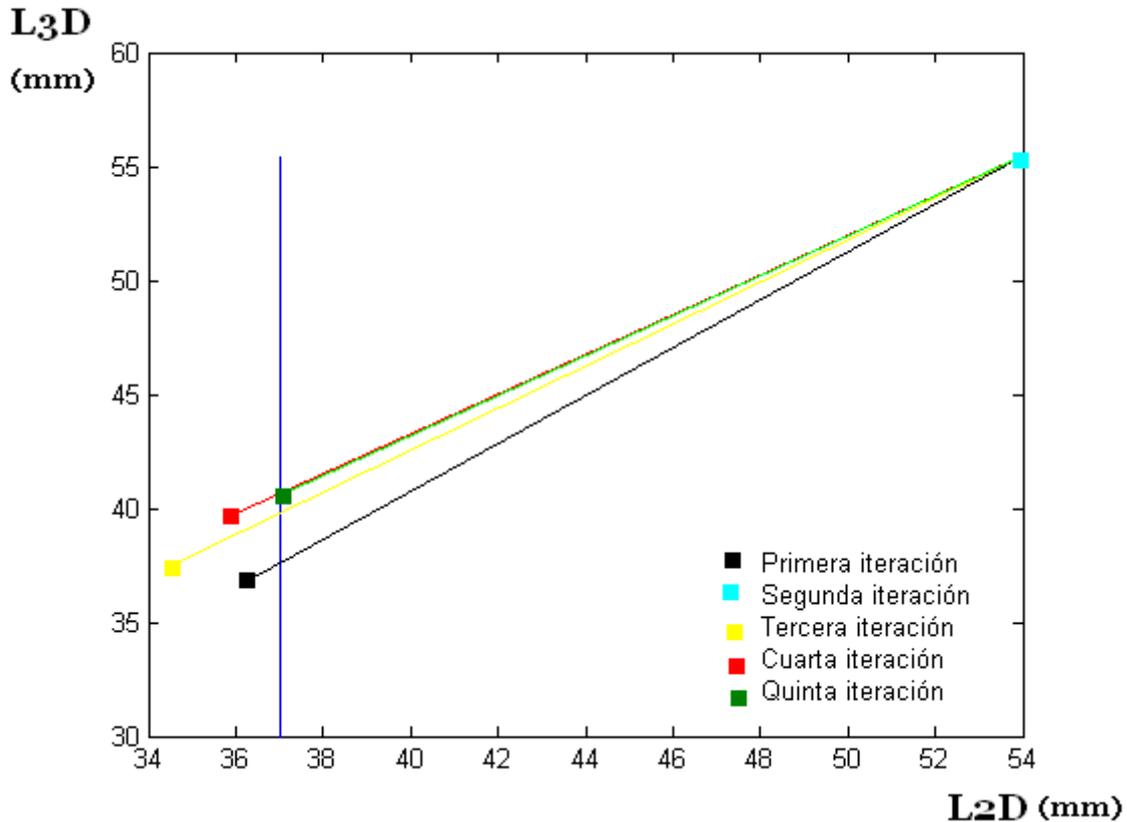


Figura 4.15 Ilustración del método 3, en el que se toma el punto más alejado obtenido en la primera iteración como punto base para el trazado de las sucesivas rectas. Esta técnica se aplica a la optimización de la longitud de la cavidad, con el fin de evitar rectas de pendiente negativa, obtenidas en el método inicial.

-Método número 4: Se realiza igual que el método número 3, pero primero aplicaremos el método iterativo al radio, y tras algunas iteraciones en el radio, aplicaremos la optimización a la longitud. Esta técnica la llamaremos método donde primero se aplica la optimización al radio y luego a la longitud de la cavidad.

4.2.1 Método de la recta que pasa por dos puntos.

En el método original, la forma de realizar la primera recta era tomando un primer punto formado por el radio del poste dieléctrico y la longitud de la guía de onda evanescente de la primera iteración en 3D, con los valores del radio y longitud que superponen dichos parámetros S en 2D, y un segundo punto que, al no tener más información, se tomaba en el origen.

En este método vamos a buscar en la iteración inicial otro punto entre los espacios 2D y 3D, que no sea el origen, para ver si se mejora la convergencia al contar con más información útil en las iteraciones iniciales. La forma de obtener este segundo punto para el radio del poste dieléctrico (o longitud de la guía de onda evanescente) es añadiéndole a nuestro radio del poste dieléctrico inicial (o longitud de la guía de onda evanescente) un pequeño incremento en 3D de la siguiente forma $X_{3D,I} = X_{3D,0} \bullet (1 + \alpha)$ y obtener el radio (o longitud) que se superponga en cuanto a la frecuencia de resonancia y el ancho de banda a -3dB en 2D. Con estos valores en 3D y 2D se tendrá un nuevo punto, que se utilizará para iniciar el algoritmo iterativo lineal.

La variable α es un pequeño incremento que le introducimos entre 0 y 1. Si el incremento es pequeño (por ejemplo 0.1), tardará más en converger, pero su paso será seguro, y habrá menos riesgo que el algoritmo diverja. Si el incremento α es grande (por ejemplo 0.5) la convergencia en un principio se acercará de manera más rápida a la solución pero es posible que se pase del valor deseado y puede ser más probable en un principio que el algoritmo diverja, obteniendo de nuevo rectas con pendientes negativas en algunas de las iteraciones. En nuestro caso se tomará un α de 0.1 y un α de 0.5, con el fin de comprobar el comportamiento del algoritmo para estos dos valores.

Es conveniente tener presente, que después de trazar la primera recta, el resto de iteraciones del algoritmo se realizan de la misma manera que las del método original.

Se ha decidido hacer ensayos para este método con dos alturas diferentes de los postes dieléctricos, para comprobar el comportamiento del algoritmo en diferentes situaciones. Se realizarán pruebas con una altura de postes de $h=17.05\text{mm}$ y de $h=18.05\text{mm}$.

Para este método de optimización se siguen los siguientes pasos:

1. Obtengo el valor óptimo del radio del poste dieléctrico y la longitud de la guía de onda evanescente en 2D (optimizar R_{2D} utilizando la ecuación (2.1) vista en el apartado 2.2..2 que hace que la frecuencia de resonancia y el ancho de banda sean óptimos X_{2D}).

2. Ese mismo radio y longitud los pongo en la guía de onda rectangular evanescente ($X_{3D,0}^* = X_{2D}$) con poste dieléctrico en 3D y obtendré R_{3D} con una frecuencia de resonancia y un ancho de banda desplazados.

3. En este paso obtengo R_{2D} , es decir, un radio del poste dieléctrico y una longitud de la guía de onda evanescente en 2D, de tal forma que superponga mi curva en 2D con la de 3D obtenida en el apartado anterior. La idea es que utilizando la ecuación (4.1) se cumplan los criterios de error del apartado anterior.

4. Ahora doy un valor determinado a α (entre 0 y 1) en la siguiente ecuación:

$$X_{3D,1}^* = X_{3D,0}^* \cdot (1 + \alpha) \quad (4.6)$$

5. Obtener $X_{3D,1}^*$ utilizando la ecuación (4.6). Como vemos se obtendrá, un nuevo valor del radio del poste dieléctrico y de la longitud de la guía de onda evanescente en 3D para esta nueva iteración

6. Obtener R_{2D} con $X_{3D,1}^*$, es decir, introducir en el programa de 2D los valores obtenidos en el paso anterior y realizar la simulación.

7. Siguiendo iteración: $i = i + 1$, optimizar R_{2D} de tal forma que se cumpla la ecuación (4.1) y lo criterios de error dados

8. Hallar los coeficientes de $X_{3D,i}^* = P^i (X_{2D,i}) = A^i + B^i X_{2D,i}$ usando las dos parejas de valores disponibles.

A^i y B^i se obtienen mediante las ecuaciones (4.2), (4.3) para los coeficientes del radio del poste dieléctrico y con las ecuaciones (4.4), (4.5) se calculan los coeficientes de la longitud de la guía de onda evanescente.

9. Calcular $X_{3D,i+1}^*$ mediante $X_{3D,i+1}^* = P^i (X_{2D,i})$, sustituyendo en la recta obtenida el valor del radio o longitud óptimo 2D. Así obtendríamos otro valor óptimo en 3D en la siguiente iteración.

10. Obtener R_{3D} con $X_{3D,i+1}^*$. Es decir introducir los valores anteriores de radio y longitud en el simulador 3D y realizar la simulación.

11. Comparar R_{2D} del primer paso con R_{3D} del paso 10.

Si no se cumple el criterio sobre el error y si no se ha sobrepasado el número de iteraciones definido por el usuario ir al paso 7; si no terminar el algoritmo.

- Con una altura de 17.05mm y $\alpha=0.1$ se llega en 6 iteraciones a la convergencia. La convergencia del radio se ve en la figura 4.16:

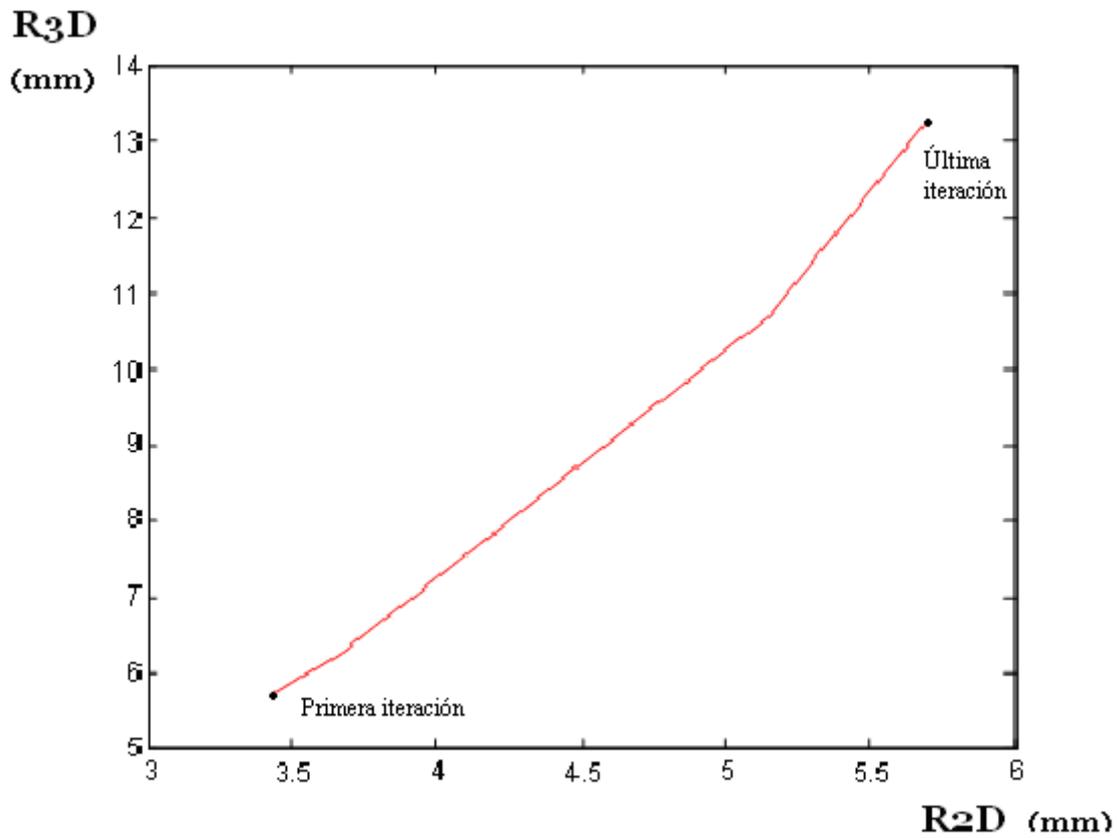


Figura 4.16. Convergencia del radio del poste dieléctrico.

$\alpha = 0.1, h=17.05\text{mm}$

La convergencia como se observa en esta figura 4.16 es de una forma lineal pero más lenta que el método anterior, ya que se requiere un mayor número de iteraciones.

- La convergencia de la longitud con un α de 0.1 sigue una evolución que se puede observar en la figura 4.17.

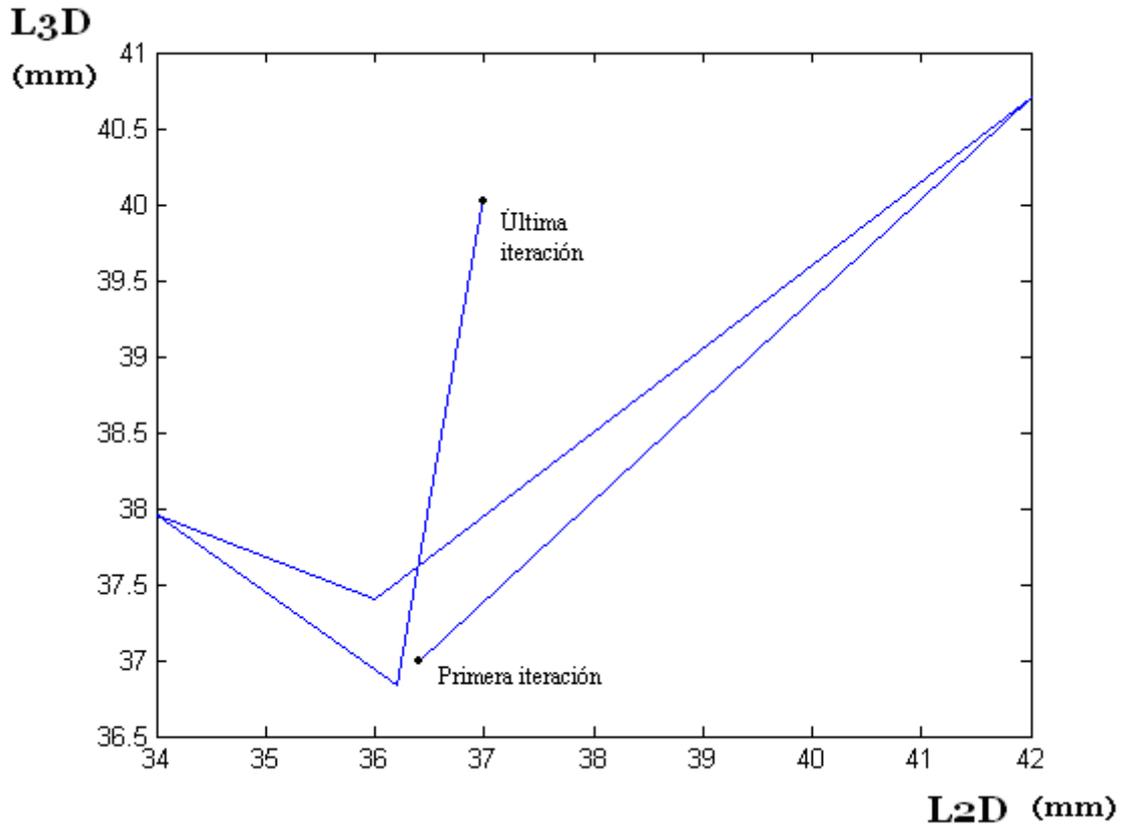


Figura 4.17. Convergencia de la longitud de la guía evanescente, $\alpha = 0.1$, $h = 17.05\text{mm}$

En la figura 4.17. se observa que en un punto la convergencia de la longitud de la guía se aleja del valor final de convergencia, pareciendo que va a divergir en la tercera iteración. Además se puede comprobar como el valor de convergencia donde se acaban cumpliendo los criterios de error [el de la última iteración (40mm en 3D y la longitud en 2D es 37mm)] es un valor parecido al de la segunda iteración. Sin embargo, en esta segunda iteración una longitud de 40.7mm en 3D se corresponde con una longitud de 42mm. Esto es debido a que el radio era muy distinto al del resultado final. También se observa que se llega antes a la convergencia del radio del poste que a la longitud de la guía.

- Con una altura de 17.05mm y $\alpha = 0.5$ se llega en 4 iteraciones a la convergencia. La convergencia del radio del poste se ve en la figura 4.18:

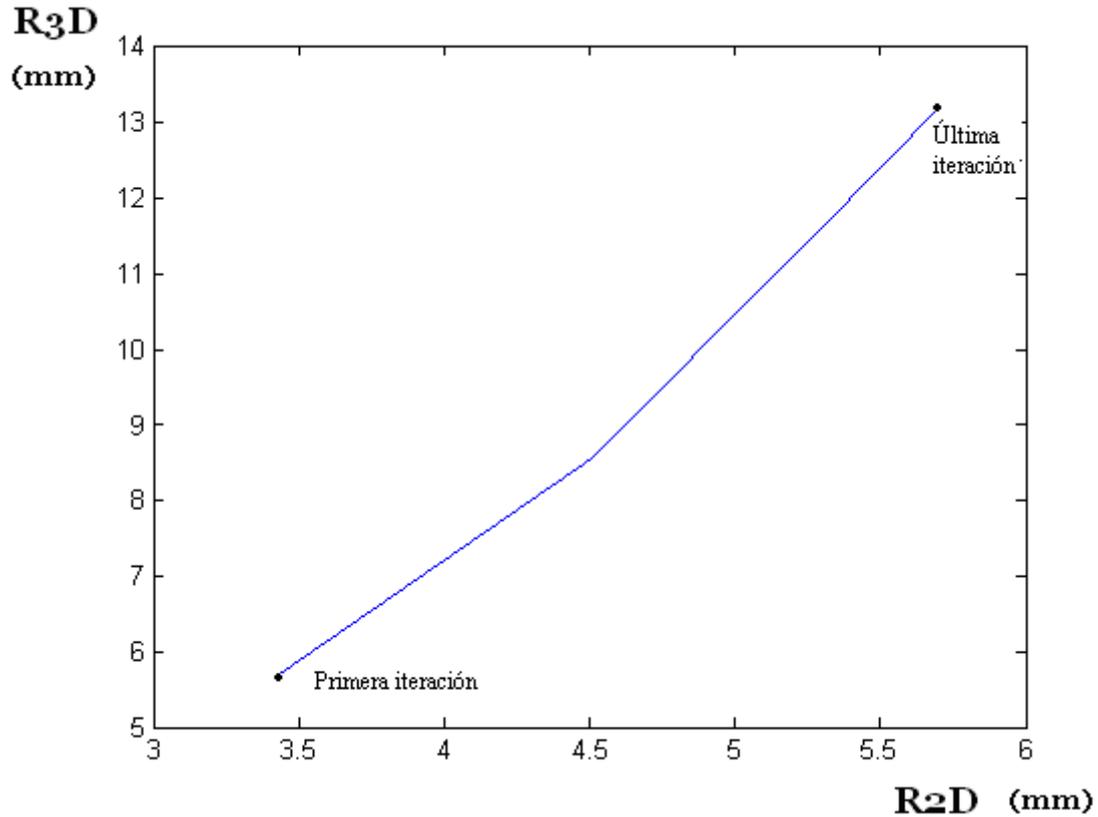


Figura 4.18 Convergencia del radio del poste dieléctrico.

$$\alpha = 0.5, h = 17.05 \text{ mm}$$

En la figura 4.18 se observa una convergencia de una forma más rápida que para el caso de un $\alpha = 0.1$ y de una forma lineal. El comportamiento del algoritmo en este caso es muy similar al que tenía el método original.

- La convergencia de la longitud se observa en la figura 4.19.

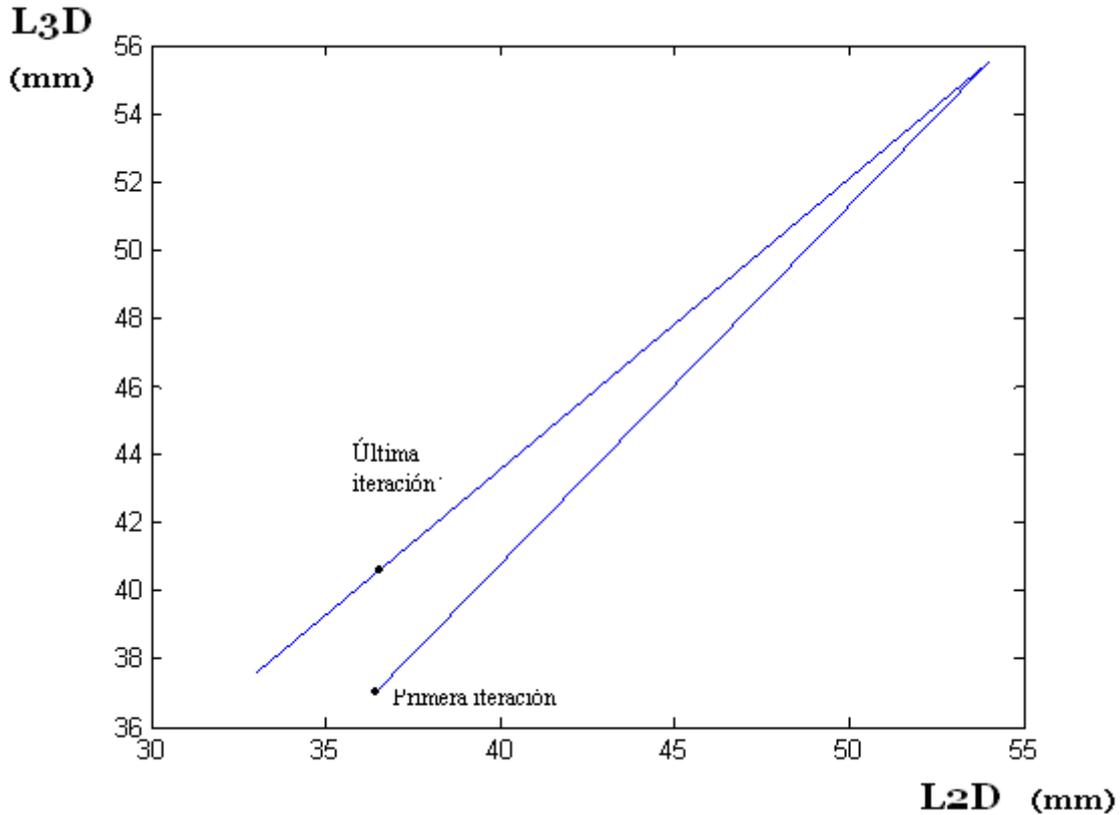


Figura 4.19 Convergencia de la longitud de la guía evanescente, $\alpha = 0.5$, $h = 17.05 \text{ mm}$

En esta figura 4.19 se observa que con un α de 0.5 es algo menor el número de iteraciones que con el α de 0.1 (figura 4.17). Puede observarse que la longitud de la cavidad sobrepasa el valor óptimo tras la primera iteración y vuelve hacia atrás para converger. Por lo que podemos deducir que la variable α (que es un pequeño incremento que introducimos a las dimensiones originales, dando un valor entre 0 y 1) si es un valor pequeño (por ejemplo 0.1, en nuestro caso), tardará más en converger, y habrá menos riesgo que diverja. Si el incremento α es grande (por ejemplo 0.5) la convergencia en un principio se acercara de manera más rápida a la solución pero es posible que se pase del valor deseado aumentando la posibilidad de divergir. Se puede observar que con un α grande, el comportamiento es muy parecido al obtenido en el método original. En concreto, podemos observar en la Figura 4.19 que volvemos a obtener una recta de pendiente negativa, al igual que ocurría en el algoritmo original.

- Con una altura de 18.05mm y $\alpha = 0.1$ la convergencia del radio del poste se ve en la figura 4.20:

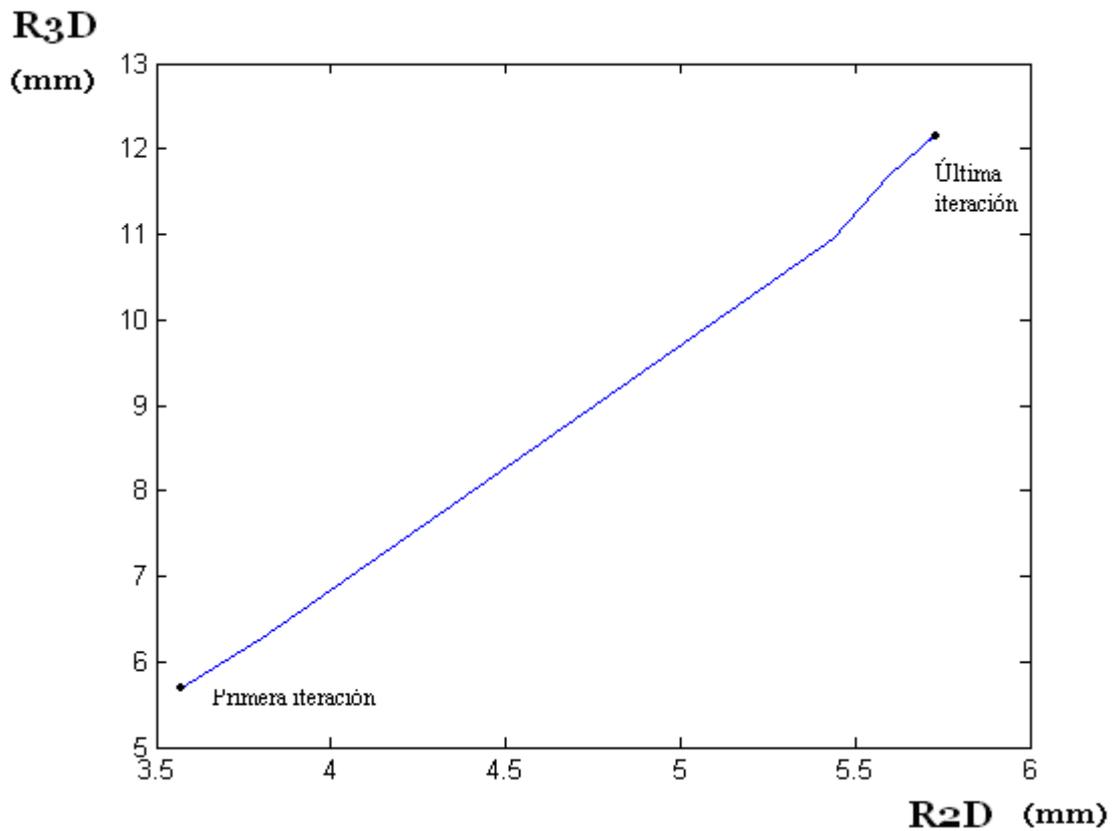


Figura 4.20 Convergencia del radio del poste dieléctrico.

$$\alpha = 0.1, h = 18.05 \text{ mm}$$

Se observa en la figura 4.20 que se llega a la convergencia de una forma rápida y prácticamente lineal al igual que en los métodos anteriores. El radio queda estabilizado a partir de la cuarta iteración.

La convergencia de la Longitud se observa en la figura 4.21.

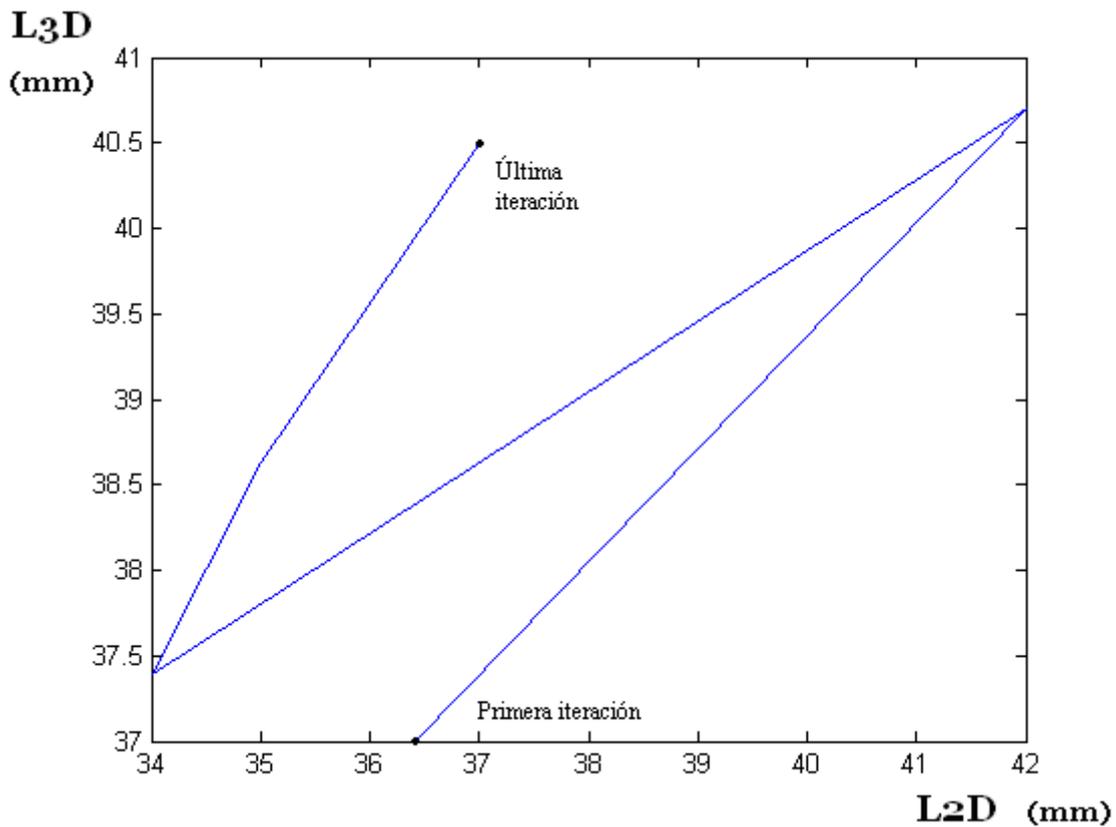


Figura 4.21 Convergencia de la longitud de la guía evanescente, $\alpha = 0.1$, $h = 18.05$ mm

Vemos como con esta nueva altura y un $\alpha = 0.1$ no se consigue tampoco reducir el número de iteraciones. Para el caso de una altura de 18.05 mm y un α de 0.5 el número de iteraciones para lograr la convergencia es igual a 5. La longitud se vuelve a pasar de su valor óptimo y vuelve atrás para ir convergiendo al valor deseado. También se llega antes a la convergencia del radio (en unas cuatro iteraciones (figura 4.20) se llega al valor deseado) que a la de la longitud (se necesitan cinco iteraciones) y puede apreciarse que sigue habiendo rectas de pendiente negativa.

- Con una altura de 18.05 mm y $\alpha = 0.5$ la convergencia del radio del poste se ve en la figura 4.22:

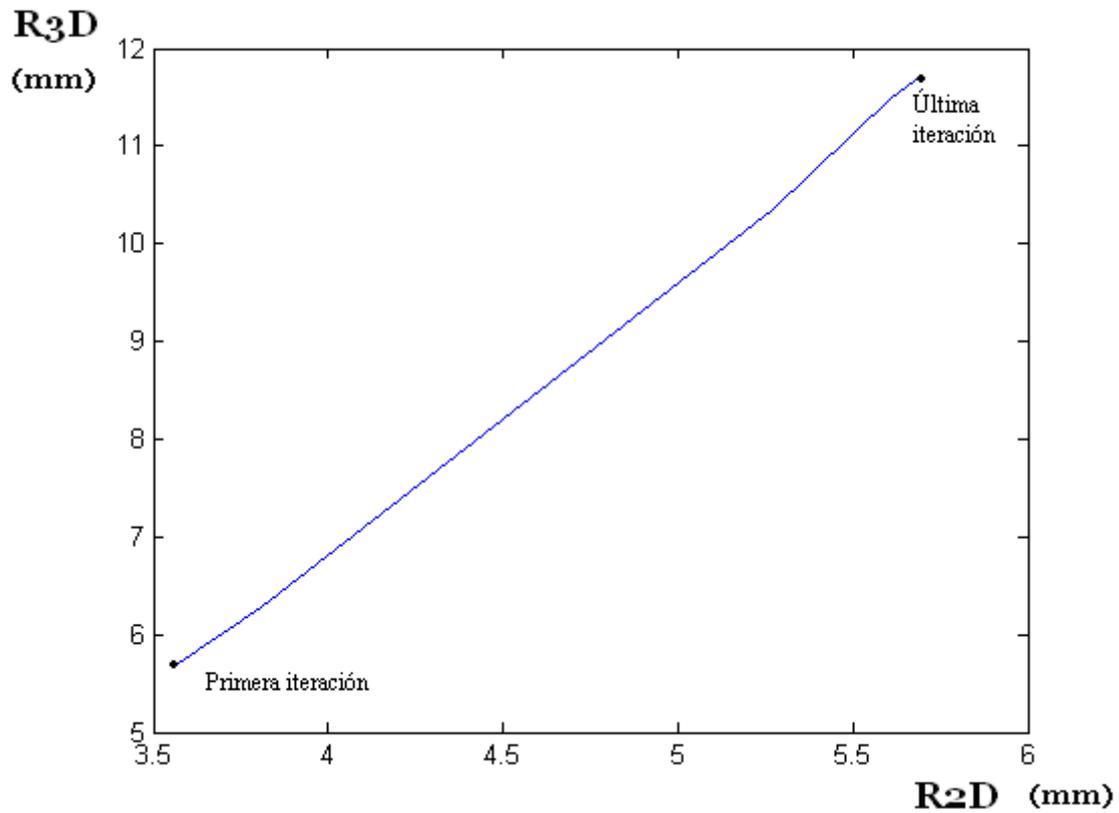


Figura 4.22 Convergencia del radio del poste dieléctrico.

$$\alpha = 0.5, h = 18.05 \text{ mm}$$

La convergencia de la figura 4.22 es rápida y prácticamente lineal como la de la figura 4.20. La convergencia del radio queda estabilizada a partir de la tercera iteración. Esto confirma que un valor mayor de α , acelera la convergencia del método.

La convergencia de la longitud de la cavidad se ve en la figura 4.23

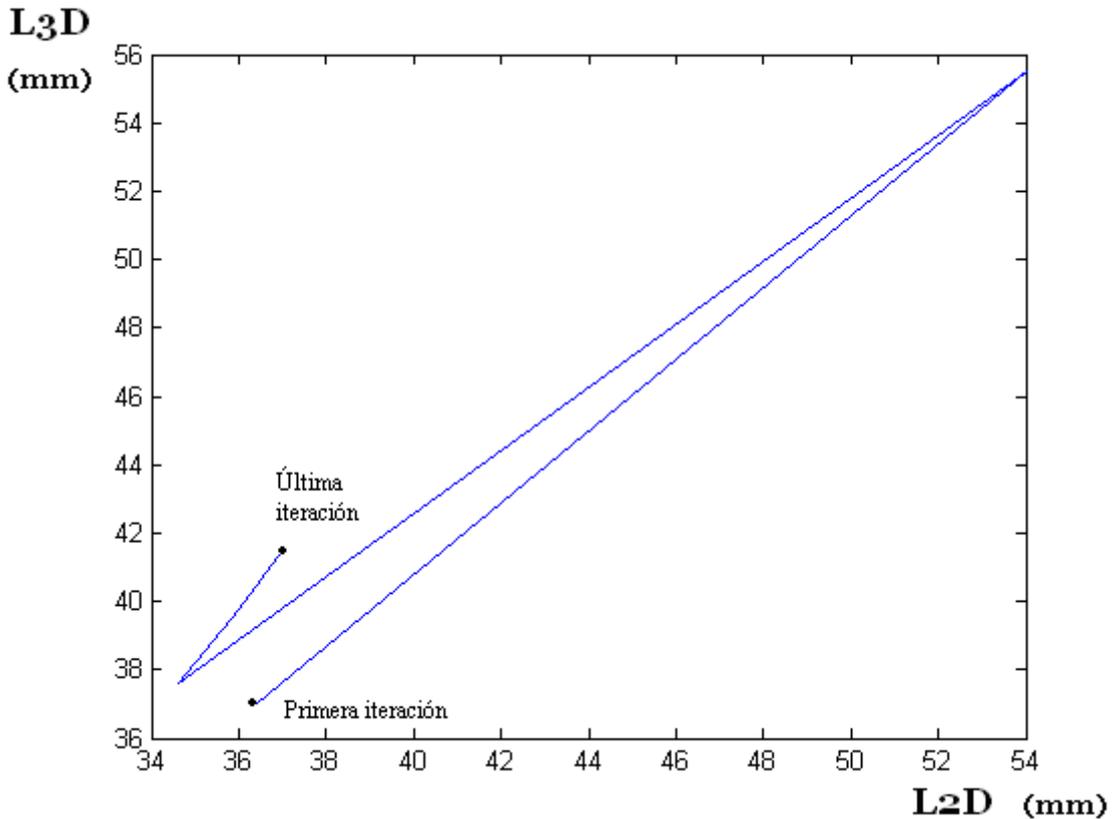


Figura 4.23 Convergencia de la longitud de la guía evanescente, $\alpha = 0.5$, $h = 18.05$ mm

Se vuelve a llegar como se ve en la figura 4.23 al valor óptimo en cuatro iteraciones, de una forma más rápida que en la figura 4.21. Podemos llegar a la conclusión que tanto para el caso de un altura del poste dieléctrico de 17.05mm como para una altura de 18.05mm, la convergencia es más rápida (por tanto el numero de iteraciones para llegar a la solución óptima) para un $\alpha = 0.5$ (cuatro iteraciones para ambas alturas) que para un $\alpha = 0.1$ (se llegó a la solución en cinco iteraciones para una altura de 18.05mm del poste dielectrico y seis iteraciones para una altura de 17.05mm).

Con respecto a la técnica vista en el apartado 4.1 del método de la recta que pasa por el origen, no se ahorran iteraciones para ninguno de los dos casos. Ahora queremos intentar mejorar la convergencia evitando las posibles divergencias como la de la figura 4.17, realizando las medidas a partir de un punto fijo (el punto mas alejado).

4.2.2 Recta desde un punto de referencia

Ahora se buscará desarrollar un método que consiga eliminar esa posible divergencia que podría ocurrir al obtener rectas de pendiente negativa, durante la optimización de la longitud de la cavidad evanescente (ver nuevamente la figura 4.17).

La primera recta de este método se obtiene al igual que en el apartado 4.2 a través de la formula $X_{3D,I}^* = X_{3D,0}^* \cdot (1 + \alpha)$. La forma de trazar las sucesivas rectas cambiará como veremos a continuación, pero solo en el caso de la longitud de la guía de onda evanescente. El radio del poste dieléctrico se calcula de la misma forma que el apartado 4.2, ya que no se han visto problemas en cuanto a la convergencia de éste (las rectas obtenidas para el radio siempre tienen pendientes positivas).

El trazado de las distintas rectas de la longitud de la guía de onda evanescente (una vez realizada ya la primera recta) se realizará siempre con respecto a un punto fijo, que será el punto más alejado, y que en nuestro caso, nos lo dará la recta trazada en la primera iteración. El otro punto que nos permite realizar la recta es el nuevo punto hallado en cada una de las iteraciones sucesivas.

En la figura 4.24 (repetida de la figura 4.15 para facilitar la comprensión del proyecto) tenemos un ejemplo de cómo se irán trazando las distintas rectas con respecto al punto más alejado.

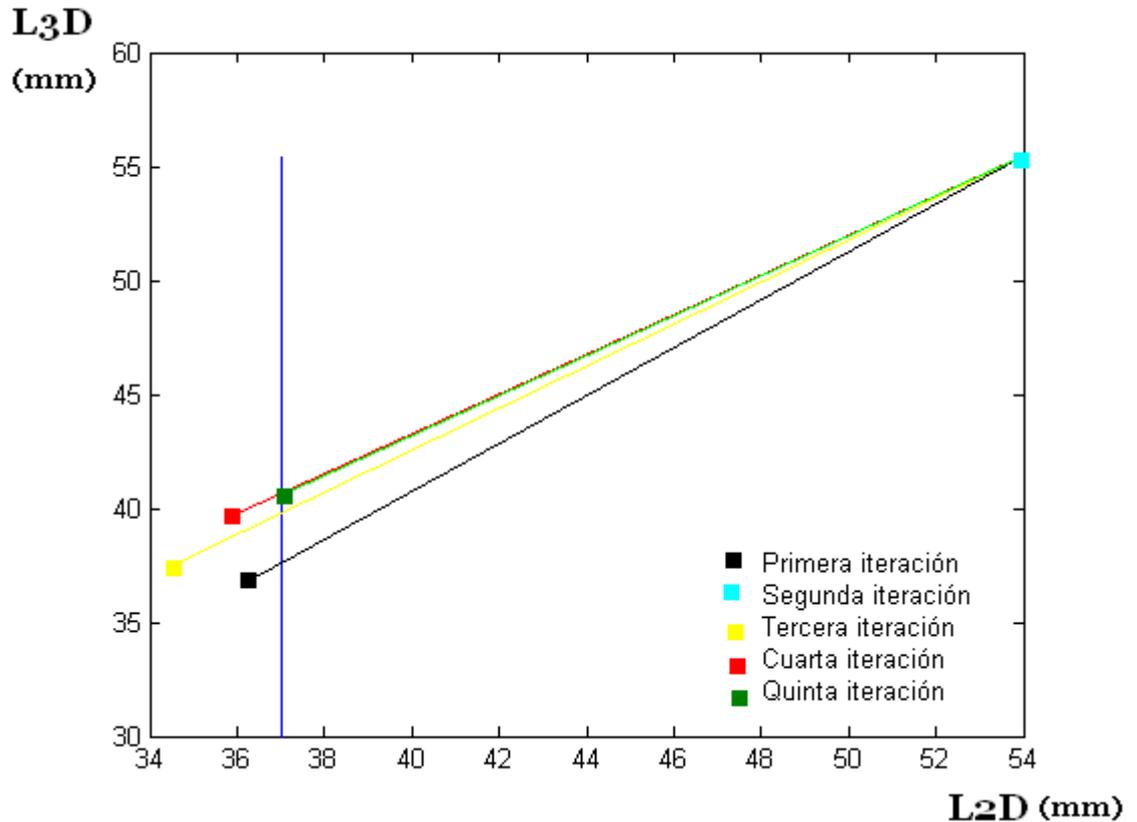


Figura 4.24 Forma de trazar las rectas para la longitud de la guía evanescente, tomando un punto fijo de referencia.

Para este método de optimización se siguen los siguientes pasos:

1. Obtengo el valor óptimo del radio del poste dieléctrico y la longitud de la guía de onda evanescente en 2D (optimizar R_{2D} utilizando la ecuación (2.1) vista en el apartado 2.2.2 que hace que la frecuencia de resonancia y el ancho de banda sean óptimos (X_{2D}).
2. Ese mismo radio y longitud los pongo en la guía de onda rectangular evanescente ($X_{3D,0}^* = X_{2D}$) con poste dieléctrico en 3D y obtendré R_{3D} con una frecuencia de resonancia y un ancho de banda desplazados.
3. En este paso obtengo R_{2D} , es decir, un radio del poste dieléctrico y una longitud de la guía de onda evanescente en 2D, de tal forma que superponga mi curva en 2D con la de 3D obtenida en el apartado anterior. La idea es que mediante la ecuación (4.1) se cumplan los criterios de error
4. Ahora doy un valor determinado a α (entre 0 y 1) en la ecuación (4.6), al igual que se hizo en el apartado anterior.

5. Se Obtiene $X_{3D,i}^*$, que será el valor del radio del poste dieléctrico y de la longitud de la guía de onda evanescente en 3D de esta nueva iteración
6. Obtener R_{2D} con $X_{3D,i}^*$, es decir, introducir en el programa de 2D los valores obtenidos en el paso anterior y realizar la simulación.
7. Siguiete iteración: $i = i + 1$, optimizar R_{2D} de tal forma que utilizando la ecuación (4.1) se cumplan los criterios de error.
8. Hallar los coeficientes de $X_{3D,i}^* = P^i (X_{2D,i}) = A^i + B^i X_{2D,i}$. usando las dos parejas de valores disponibles.

Los coeficientes del radio del poste se calculan como en las técnicas anteriores utilizando las ecuaciones (4.2) y (4.3). Sin embargo, los coeficientes de la longitud de la guía se calculan como se observa en las ecuaciones (4.6) y (4.7)

$$A_\phi = \frac{l_{c,3D}(\text{pto más lejano}) - l_{c,3D}(i)}{l_{c,2D}(\text{pto más lejano}) - l_{c,2D}(i)} \quad (4.6)$$

$$B_\phi = l_{c,3D}(i) - l_{c,2D}(i) \bullet A \quad (4.7)$$

De tal manera que las rectas que se trazan para la optimización de la longitud de la guía evanescente quedarán trazadas siempre con respecto al punto más alejado, como se puede observar en la figura 4.24.

9. Calcular $X_{3D,i+1}^*$ mediante $X_{3D,i+1}^* = P^i (X_{2D,i})$, sustituyendo en la recta obtenida el valor del radio o longitud óptimo 2D . Así obtendríamos otro valor óptimo en 3D en la siguiente iteración.
 10. Obtener R_{3D} con $X_{3D,i+1}^*$. Es decir introducir los valores anteriores de radio y longitud en el simulador 3D.
 11. Comparar R_{2D} del primer paso con R_{3D} del paso 10.
- Si no se cumple el criterio sobre el error y si no se ha sobrepasado el número de iteraciones definido por el usuario ir al paso 7; si no terminar el algoritmo.

- Con una altura de 17.05mm y $\alpha=0.1$ la convergencia del radio se ve en la figura 4.25:

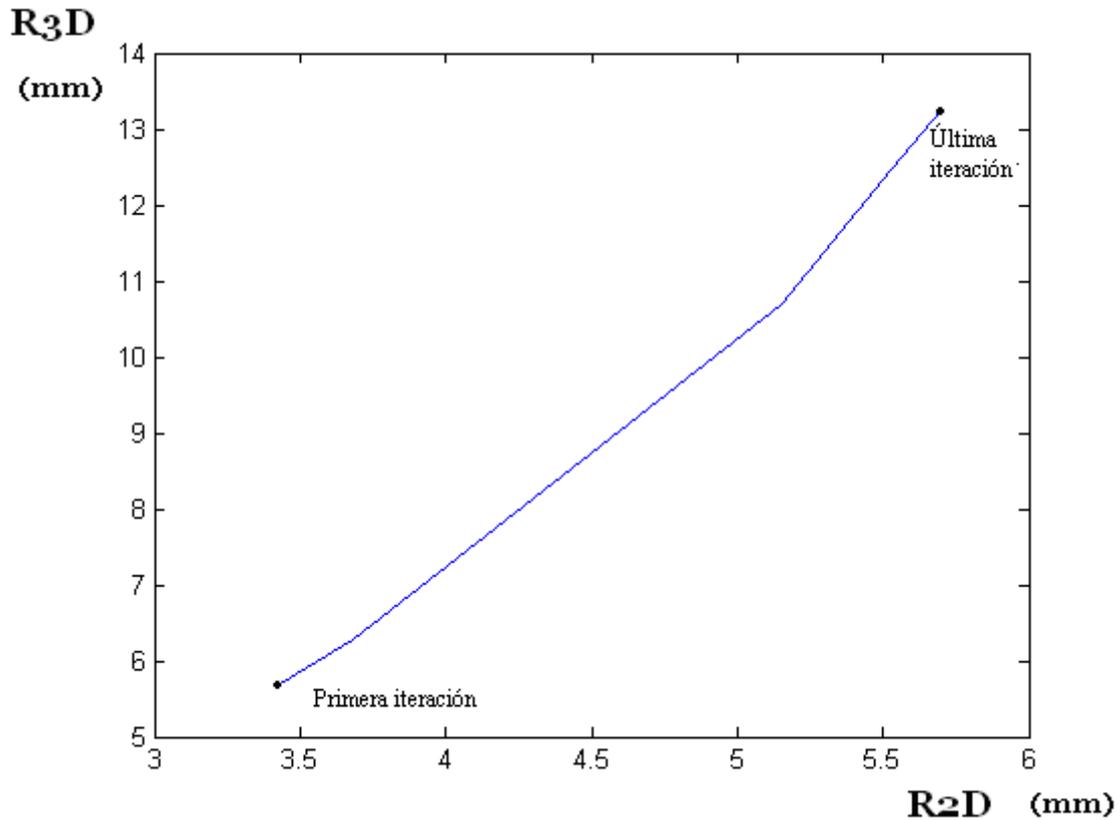


Figura 4.25 Convergencia del radio del poste dieléctrico.
 $\alpha = 0.1$, $h = 17.05$ mm (método un sólo punto de referencia).

La convergencia del radio del poste en la figura 4.25 sigue siendo lineal. Se ha de recordar al lector que la forma de calcularlo no ha cambiado con respecto al método anterior. Este resultado muestra que parece no influir el cambio en la forma de calcular la convergencia en la longitud de la guía en la convergencia del radio.

La convergencia de la longitud de la guía evanescente se ve en la figura 4.26.

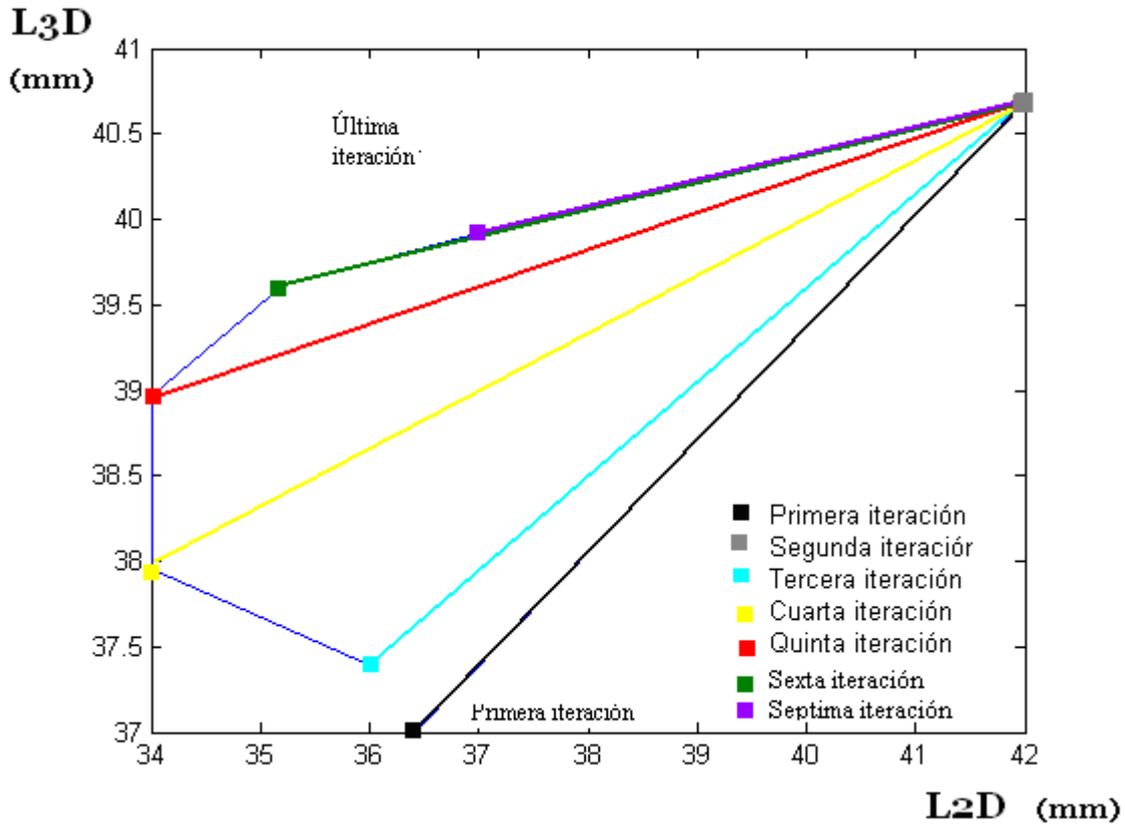


Figura 4.26 Convergencia de la longitud de la guía evanescente, $\alpha = 0.1$, $h=17.05\text{mm}$ (método un sólo punto de referencia).

La convergencia ahora de la longitud es algo más lenta que en los métodos anteriores, como se puede comprobar en la figura 4.26. Se puede observar una forma extraña en la curva de convergencia en la figura 4.26, al igual que sucedía en el método anterior en la figura 4.17. Esto es debido a que el radio todavía está muy lejos de ser el óptimo, [tanto el ancho de banda y la frecuencia de resonancia (calculados a través de los parámetros S) dependen tanto de él como de la longitud] por lo que la longitud de la guía (figura 4.26) todavía no se acerca a su valor óptimo entre la tercera, cuarta y quinta iteración. Conforme el radio es más cercano a su valor óptimo la longitud empieza a converger de una manera más lineal. De todos modos, aunque la convergencia de la longitud no es más rápida, sí que evoluciona de una forma más segura, evitando encontrar situaciones de divergencia, que pueden aparecer con los dos métodos anteriores.

- Con una altura de 17.05mm y $\alpha=0.5$ la convergencia del radio se ve en la figura 4.27:

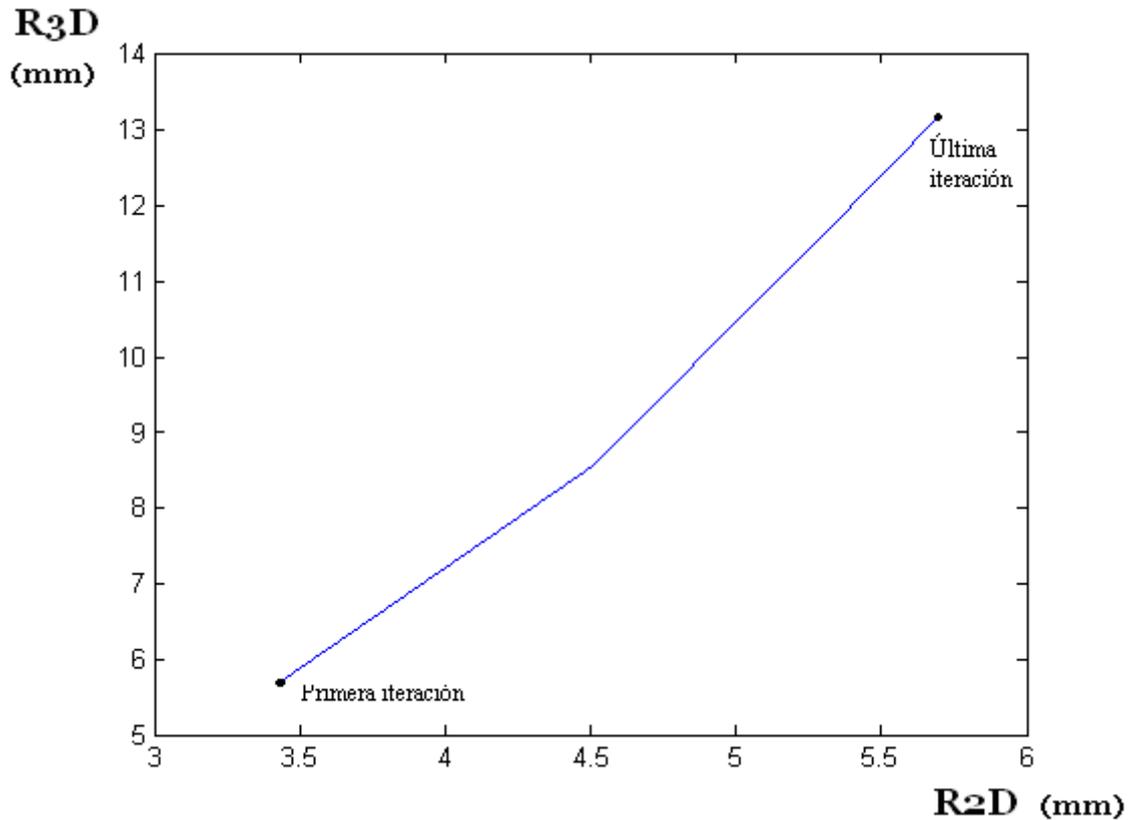


Figura 4.27. Convergencia del radio del poste dieléctrico.
 $\alpha =0.5$, $h=17.05\text{mm}$ (método un sólo punto de referencia).

En la figura 4.27 se observa una convergencia lineal y rápida al igual que en métodos anteriores. Una vez más, esto es porque la forma de iterar en el radio del poste no ha cambiado, y la influencia de los valores de longitud de guía evanescente parece influir poco en la convergencia del radio de los postes dieléctricos.

La convergencia de la longitud se observará en la figura 4.28.

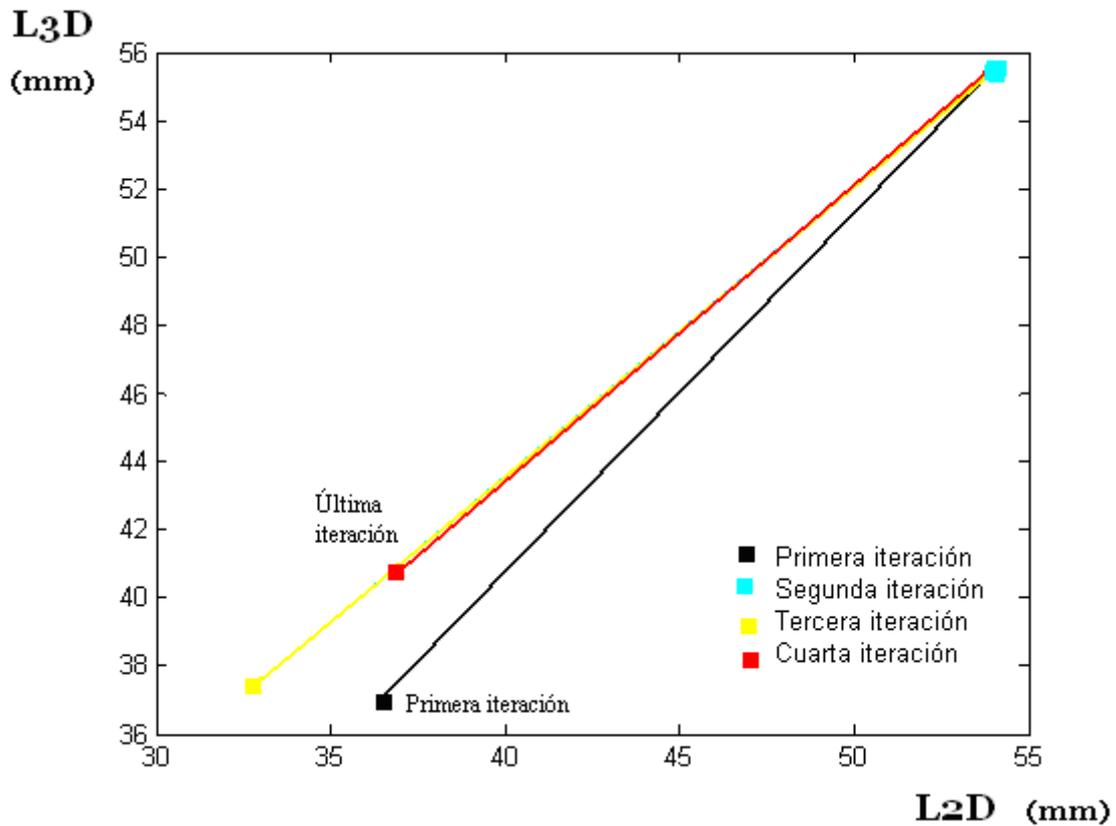


Figura 4.28 Convergencia de la longitud de la guía evanescente, $\alpha = 0.5$, $h = 17.05 \text{ mm}$ (método un sólo punto de referencia).

La convergencia para este valor de α es más rápida (en apenas 4 iteraciones se llega al resultado), con un α de 0.5, al igual que en el método anterior. Puede observarse que el valor obtenido retrocede en exceso en la tercera iteración tras pasarse del valor óptimo en la segunda, para acabar convergiendo en la cuarta. Esto creemos que es debido a que el radio todavía no estaba cerca de su valor óptimo, por lo que la longitud parece oscilar entre el valor óptimo antes de converger hacia él.

- Con una altura de 18.05mm y $\alpha = 0.5$ la convergencia del radio del poste es una convergencia a tramos lineal, como ocurría en nuestros anteriores cálculos, tal y como se ve en la figura 4.29.

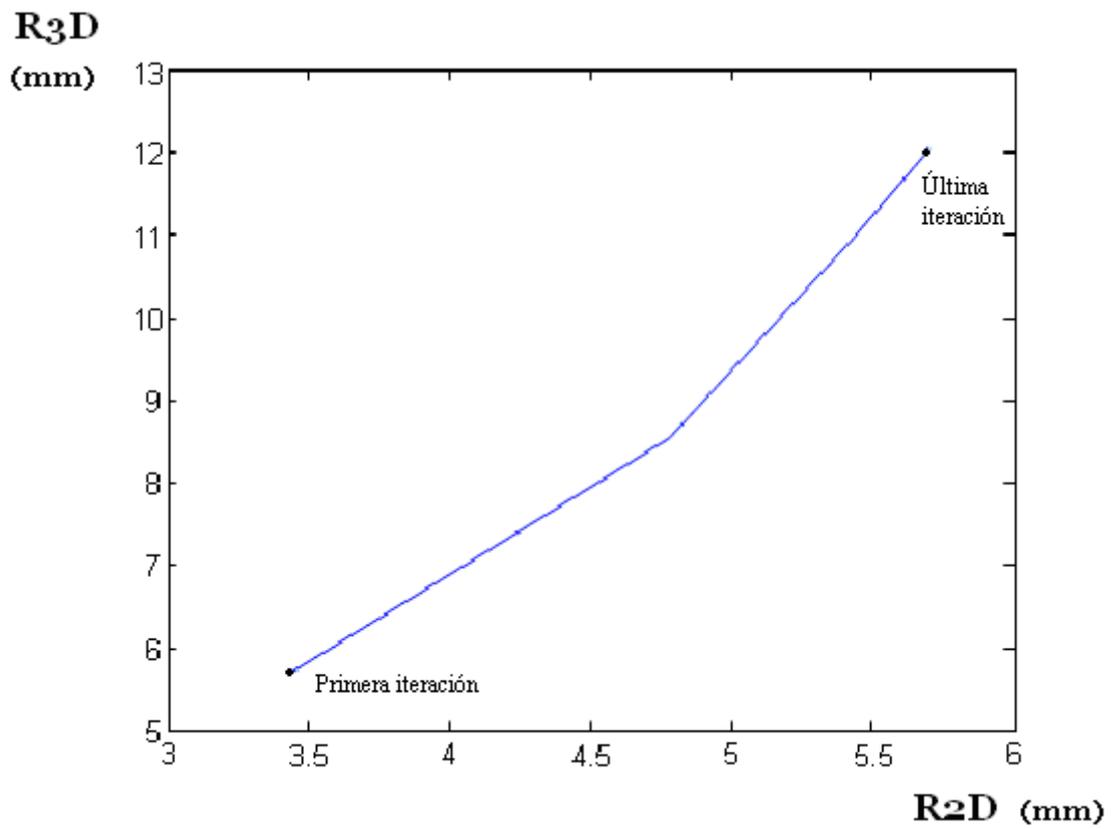


Figura 4.29 Convergencia del radio del poste dieléctrico.
 $\alpha = 0.5$, $h = 18.05 \text{ mm}$ (método un sólo punto de referencia).

La convergencia de la longitud de la guía se observa en la figura 4.30.

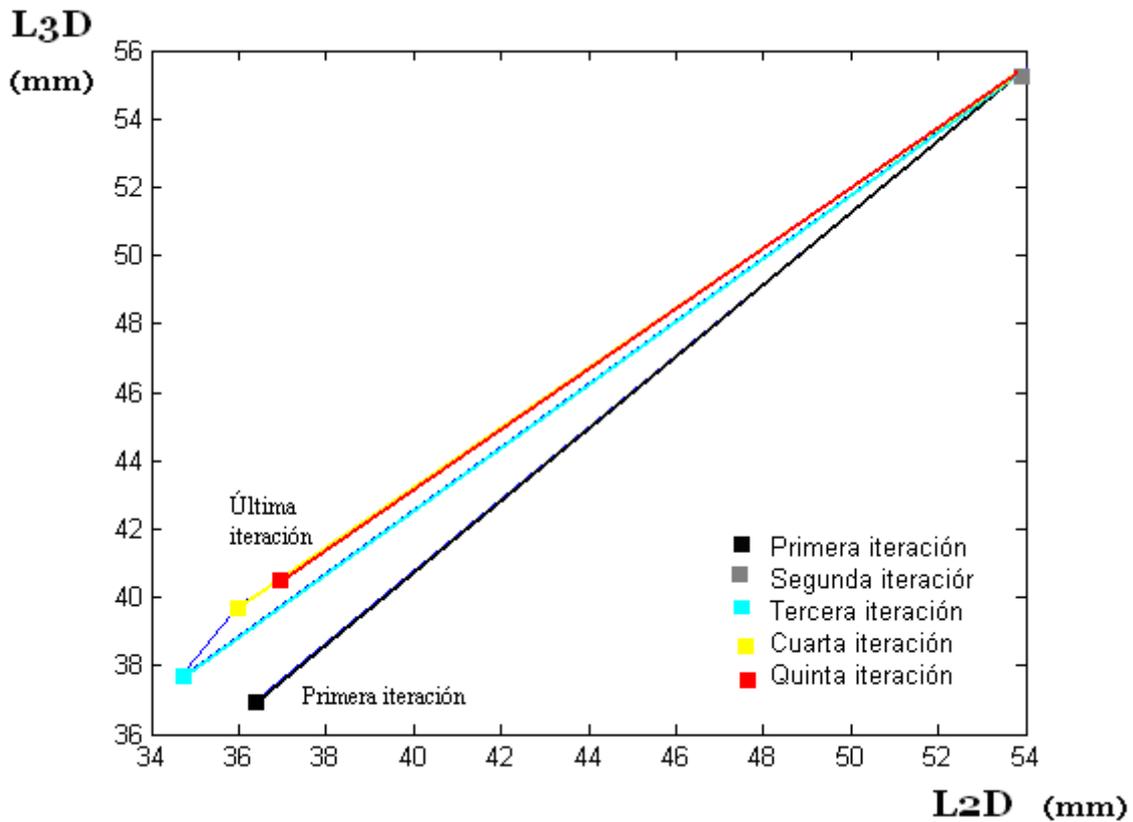


Figura 4.30 Convergencia de la longitud, de la guía evanescente, $\alpha = 0.5$, $h = 18.05 \text{ mm}$ (método un sólo punto de referencia).

Se puede comprobar para esta altura como la convergencia en la figura 4.30 es más lenta que la convergencia en la figura 4.23 del método anterior. Por lo que se puede ir concluyendo que este método, aunque más seguro es más lento.

- Con una altura de 18.05 mm y $\alpha = 0.5$ la convergencia del radio del poste se ve en la figura 4.31. Como en anteriores ocasiones la convergencia es rápida siguiendo un comportamiento prácticamente lineal.

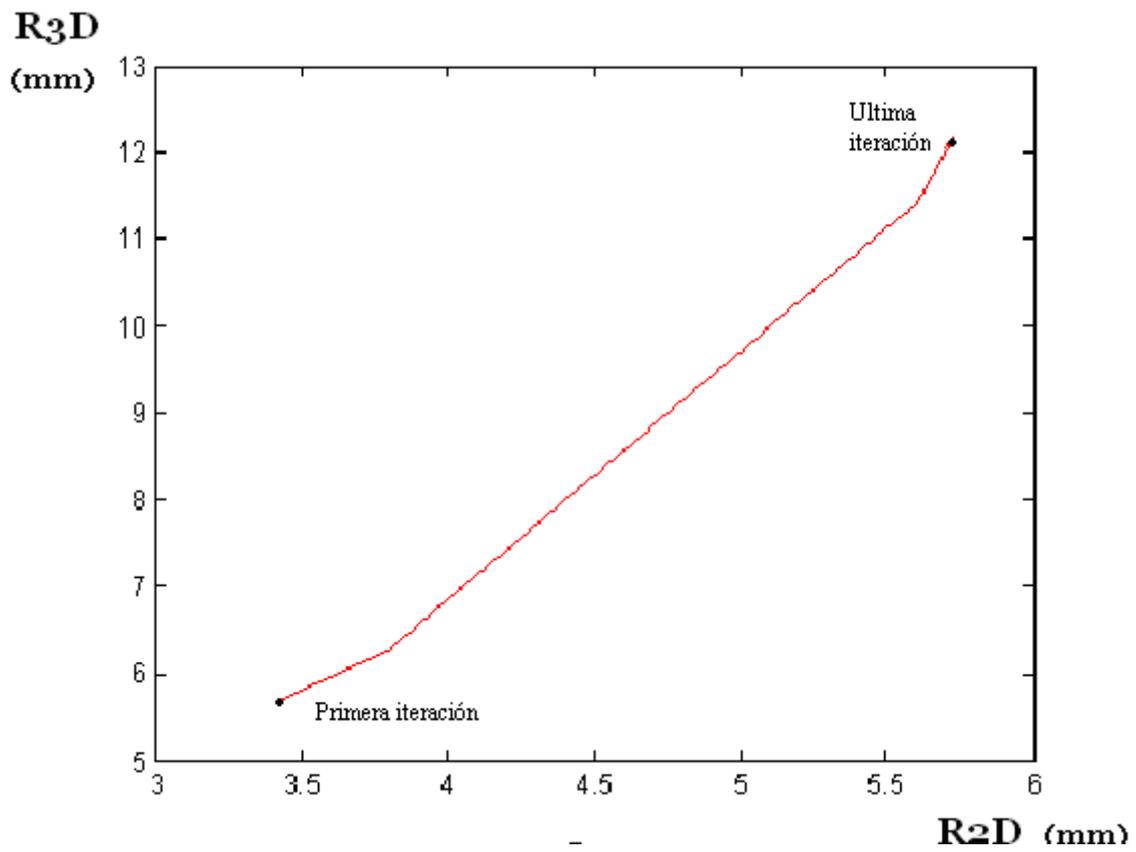


Figura 4.31 Convergencia del radio del poste dieléctrico.
 $\alpha = 0.1$, $h = 18.05 \text{ mm}$ (método un sólo punto de referencia).

La convergencia de la longitud se ve en la figura 4.32

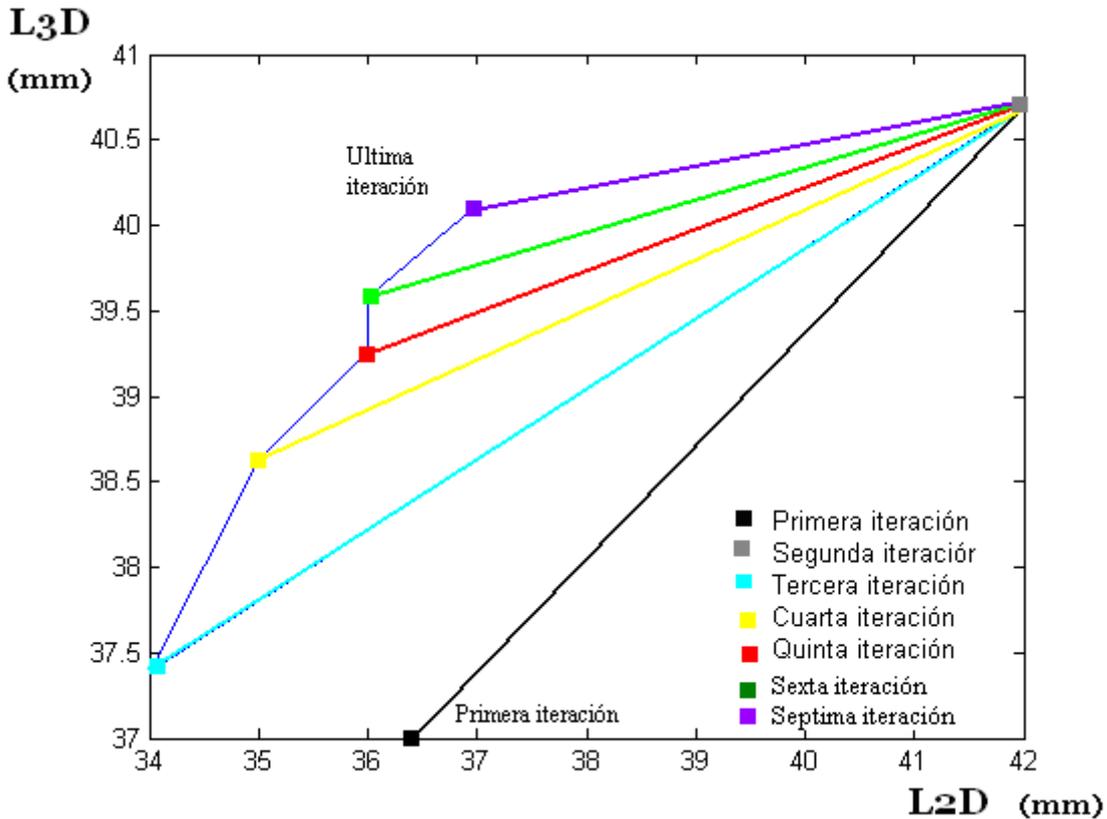


Figura 4.32 Convergencia de la longitud de la guía evanescente, $\alpha = 0.1$, $h = 18.05$ mm (método un sólo punto de referencia).

La convergencia ahora es algo más lenta que en los métodos anteriores, tal y como se puede comprobar en la figura 4.32. La razón es que, como hemos visto en el apartado anterior, el punto de la última iteración tiene valor de longitud de 40 mm en 3D y la longitud en 2D es 37 mm, y en la segunda, una longitud de 40.7 en 3D se corresponde con una longitud de 42 mm. También se puede observar (al igual que ocurría en el método anterior), que tanto para el caso de un altura del poste dieléctrico de 17.05 mm como para una altura de 18.05 mm, la convergencia es más rápida para un $\alpha = 0.5$ que para un $\alpha = 0.1$.

4.2.3. Método donde primero se aplica la convergencia al radio del poste dieléctrico y luego la de la longitud del guía de onda evanescente.

Pensamos que las irregularidades a la hora de la convergencia de la longitud de la cavidad se debe a que el radio del poste está todavía lejano de su valor óptimo, por lo tanto, puesto que los parámetros S dependen de los dos factores, aunque se esté muy

cerca de la convergencia de la longitud, al estar el radio lejano, la convergencia de la longitud realiza movimientos no deseados, tales como alejarse aún más de su valor final.

En este método se verá la relación que existe entre el radio y la longitud, y veremos si de esta forma se consiguen eliminar esas posibles divergencias. Para ello primero se buscará la convergencia del radio del poste dieléctrico, de la forma que se ha calculado en el apartado 4.2 y 4.3, sin modificar la longitud de la guía de onda evanescente, hasta obtener una frecuencia de resonancia próxima a 4Ghz (al realizar los distintos métodos, se ha podido concluir que el radio influye sobre todo en la frecuencia de resonancia y la longitud de la guía evanescente en el ancho de banda a -3dB) y luego modificamos la longitud de la guía, con el método de la recta desde un punto de referencia. Aunque sabemos que el número de iteraciones será mucho mayor en este último método, veremos si la convergencia se logra de una forma más segura. El algoritmo utilizado se describe a continuación.

Para este método de optimización se siguen los siguientes pasos:

1. Obtengo el valor óptimo del radio del poste dieléctrico y la longitud de la guía de onda evanescente en 2D (optimizar R_{2D} utilizando la ecuación (2.1) vista en el apartado 2.2.2 que hace que la frecuencia de resonancia y el ancho de banda sean óptimos X_{2D}).
2. Ese mismo radio y longitud los pongo en la guía de onda rectangular evanescente ($X_{3D,0}^* = X_{2D}$) con poste dieléctrico en 3D y obtendré R_{3D} con una frecuencia de resonancia y un ancho de banda desplazados.
3. Ahora se obtiene R_{2D} , es decir, un radio del poste dieléctrico y una longitud de la guía de onda evanescente en 2D, de tal forma que superponga mi curva en 2D con la de 3D obtenida en el apartado anterior. La idea es cumplir las condiciones sobre el error
4. Ahora doy un valor prefijado a α (entre 0 y 1) en la siguiente ecuación:

$$\phi_{3D} \text{ (Segunda iteración)} = \phi_{3D} \text{ (primera iteración)} * (1 + \alpha) \quad (4.8)$$

Como podemos observar, no aplicamos la ecuación a la longitud de la guía evanescente, sino que se aplica sólo al radio del poste dieléctrico.

5. Obtener $X_{3D,i}^*$. Como vemos se obtendrá el valor del radio del poste dieléctrico (la longitud de la guía de onda evanescente no se tocara en este caso) en 3D de esta nueva iteración.

6. Obtener R_{2D} con $X_{3D,i}^*$, es decir, introducir en el programa de 2D los valores obtenidos en el paso anterior y realizar la simulación.

7. Siguiete iteración: $i = i + 1$, optimizar R_{2D} de tal forma que cumpla los criterios de optimización de error, tras la utilización de la ecuación (4.1).

8. Hallar los coeficientes de $X_{3D,i}^* = P^i (X_{2D,i}) = A^i + B^i X_{2D,i}$.

Los coeficientes del radio del poste se calculan utilizando las ecuaciones (4.2) y (4.3). No se realiza el cálculo sobre la longitud de la guía evanescente, tan sólo se hace el cálculo para el radio del poste dieléctrico.

9. Calcular $X_{3D,i+1}^*$ mediante $X_{3D,i+1}^* = P^i (X_{2D})$, sustituyendo en la recta obtenida el valor del radio o longitud óptimo 2D. Así obtendríamos otro valor óptimo en 3D en la siguiente iteración.

10. Obtener R_{3D} con $X_{3D,i+1}^*$. Es decir introducir los valores anteriores de radio y longitud en el simulador 3D y realizar la simulación. Notar que solamente va a cambiar el radio del poste dieléctrico, mientras que usaremos la misma longitud para la cavidad, que la usada en el paso inicial.

11. Comparar la frecuencia de resonancia R_{2D} del primer paso con la frecuencia de resonancia de R_{3D} del paso 10.

Si no se cumple o se acerca al criterio sobre el error en cuanto a la frecuencia de resonancia y si no se ha sobrepasado el número de iteraciones definido por el usuario ir al paso 7; si no continuar y pasar al 12. En general, no se necesita que el criterio de error sobre la frecuencia de resonancia sea muy estricto, sino que pondremos un criterio de error mucho más relajado. La idea es acercar en estas primeras iteraciones la frecuencia de resonancia a la óptima.

12. Ahora doy un valor prefijado a α (entre 0 y 1) en las siguientes ecuaciones:

$$l_{C,3D} \text{ (Segunda iteración)} = l_{C,3D} \text{ (primera iteración)} * (1 + \alpha) \quad (4.9)$$

13. Obtener $X_{3D,i}^*$ Como vemos se obtendrá el valor del radio del poste dieléctrico y de la longitud de la guía de onda evanescente en 3D de esta nueva iteración. Notar que en este paso ya comenzamos también a aplicar el método iterativo a la longitud de la cavidad evanescente.

14. Obtener R_{2D} con $X_{3D,i}^*$. Es decir, introducir en el programa de 2D los valores obtenidos en el paso anterior y realizar la simulación.

15. Siguiete iteración: $i = i + 1$, optimizar R_{2D} de tal forma que la ecuación (4.1) cumpla los criterios de error.

16. Hallar los coeficientes de $X_{3D,i}^* = P^i (X_{2D,i}) = A^i + B^i X_{2D,i}$,

Los coeficientes de la longitud de la guía se calculan como se observa en las ecuaciones (4.6) y (4.7), descritas en el apartado anterior. Notar que en este paso, aplicamos la técnica tanto al radio de los postes dieléctricos como a la longitud de la guía evanescente.

17. Calcular $X_{3D,i+1}^*$ mediante $X_{3D,i+1}^* = P^i (X_{2D})$, sustituyendo el valor de la longitud óptima hallada en la primera iteración en 2D en la recta obtenida en el paso anterior. Así obtendríamos otro valor óptimo en 3D en la siguiente iteración.

18. Obtener R_{3D} con $X_{3D,i+1}^*$; es decir, introducir en el programa de 3D (HFSS) los valores obtenidos en el paso anterior y realizar la simulación.

19. Comparar R_{2D} del primer paso con R_{3D} del paso 10.

Si no se cumple el criterio sobre el error de estos valores con los de la primera iteración en 2D y si no se ha sobrepasado el número de iteraciones definido por el usuario ir al paso 15; si no terminar el algoritmo.

- Con una altura de 17.05mm y $\alpha = 0.5$ la convergencia del radio se ve en la figura 4.33

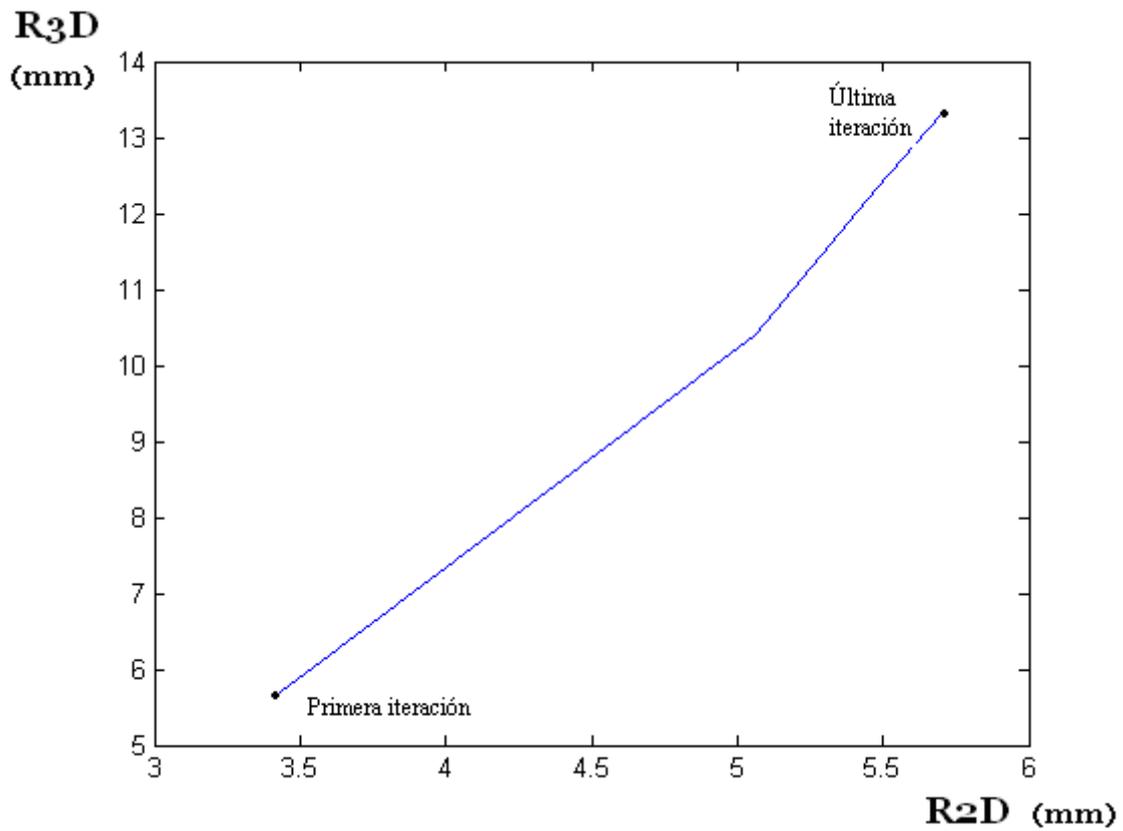


Figura 4.33 Convergencia del radio del poste dieléctrico.
 $\alpha = 0.5$, $h = 17.05 \text{ mm}$ (método secuencial, primero radio y luego longitud).

Como se comprueba en la figura 3.33 el radio del poste tarda lo mismo en converger que en otros métodos. Además, la convergencia sigue siendo de tipo lineal.

La convergencia de la longitud se puede observar en la figura 4.34

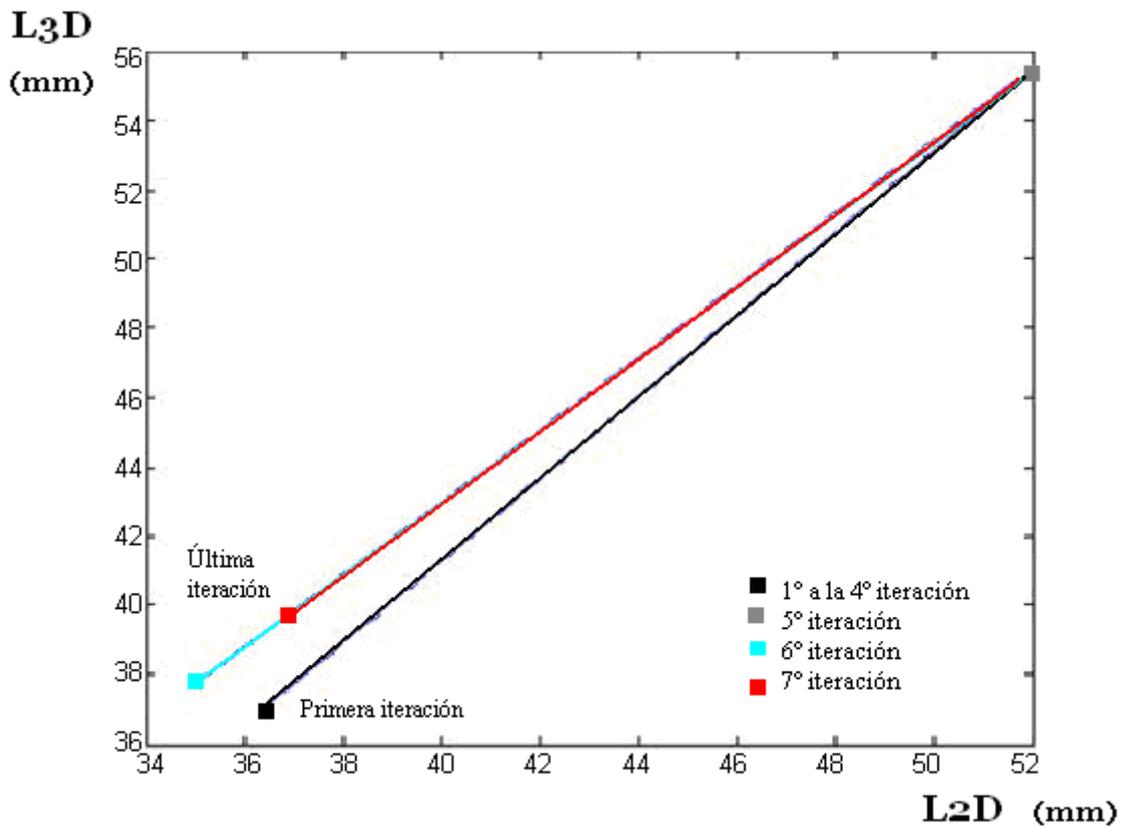


Figura 4.34 Convergencia de la longitud de la guía evanescente, $\alpha=0.5$, $h=17.05\text{mm}$ (método secuencial, primero radio y luego longitud).

La longitud de la guía (figura 4.34) converge de una forma más directa, que los métodos anteriores. Aunque el número de iteraciones globales del método es mayor, debido a que primero se ajusta el radio del poste y posteriormente la longitud de la guía, la convergencia de esta última es más directa, evitando posibles divergencias.

- Con una altura de 17.05mm y $\alpha=0.1$ la convergencia del radio se ve en la figura 4.35:

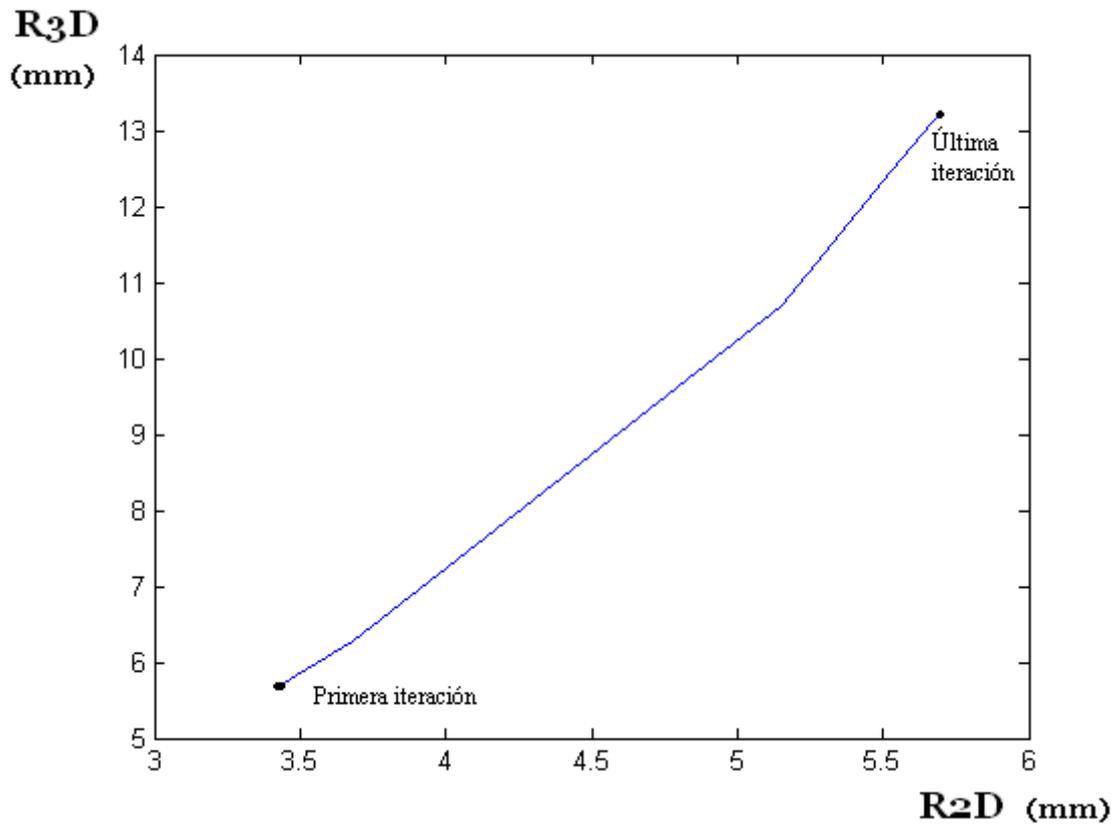


Figura 4.35. Convergencia del radio del poste dieléctrico.
 $\alpha = 0.1$, $h = 17.05 \text{ mm}$ (método secuencial, primero radio y luego longitud).

Según los datos obtenidos, que se pueden observar en la figura 4.35 en forma de gráfica, se llega de una forma rápida a la convergencia, aunque es una iteración en cuanto a la convergencia del radio más lenta que con un $\alpha = 0.5$.

La convergencia de la longitud de la guía de onda se verá en la figura 4.36. Se llega a la solución en una sola iteración.

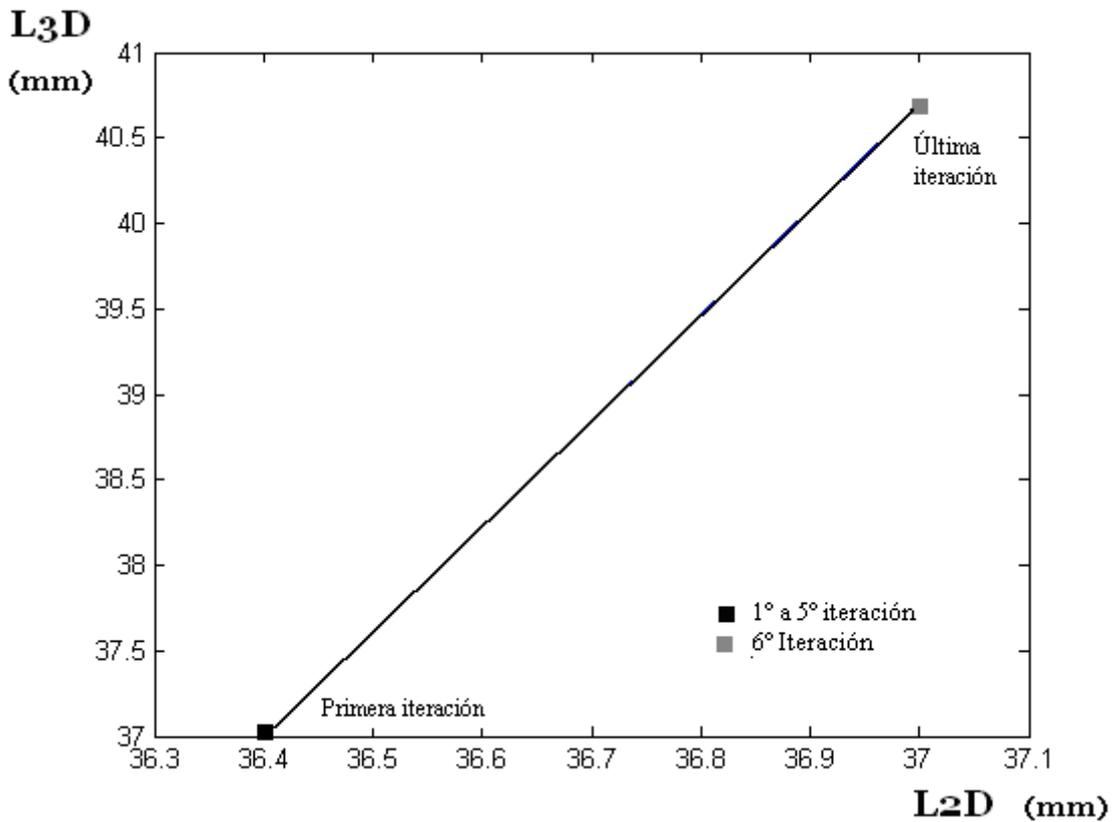


Figura 4.36 Convergencia de la longitud de la guía evanescente, $\alpha = 0.1$, $h = 17.05 \text{ mm}$ (método secuencial, primero radio y luego longitud).

Se puede comprobar que para que la frecuencia de resonancia converja a 4GHz se ha tardado el mismo tiempo que en otros métodos, es decir el radio converge a la misma velocidad pero la longitud llega a converger mucho antes (ancho de banda a -3dB) si el radio está ajustado previamente a su valor óptimo. Pero por el contrario se necesitan más iteraciones globales que en los métodos anteriores, ya que la optimización del radio y de la longitud se hace de uno en uno de forma secuencial. En este caso para una altura de 17.05mm se han necesitado 6 iteraciones, tanto un α de 0.1 como para un α de 0.5.

- Con una altura de 18.05mm y $\alpha = 0.5$ la convergencia del radio se ve en la figura 4.37:

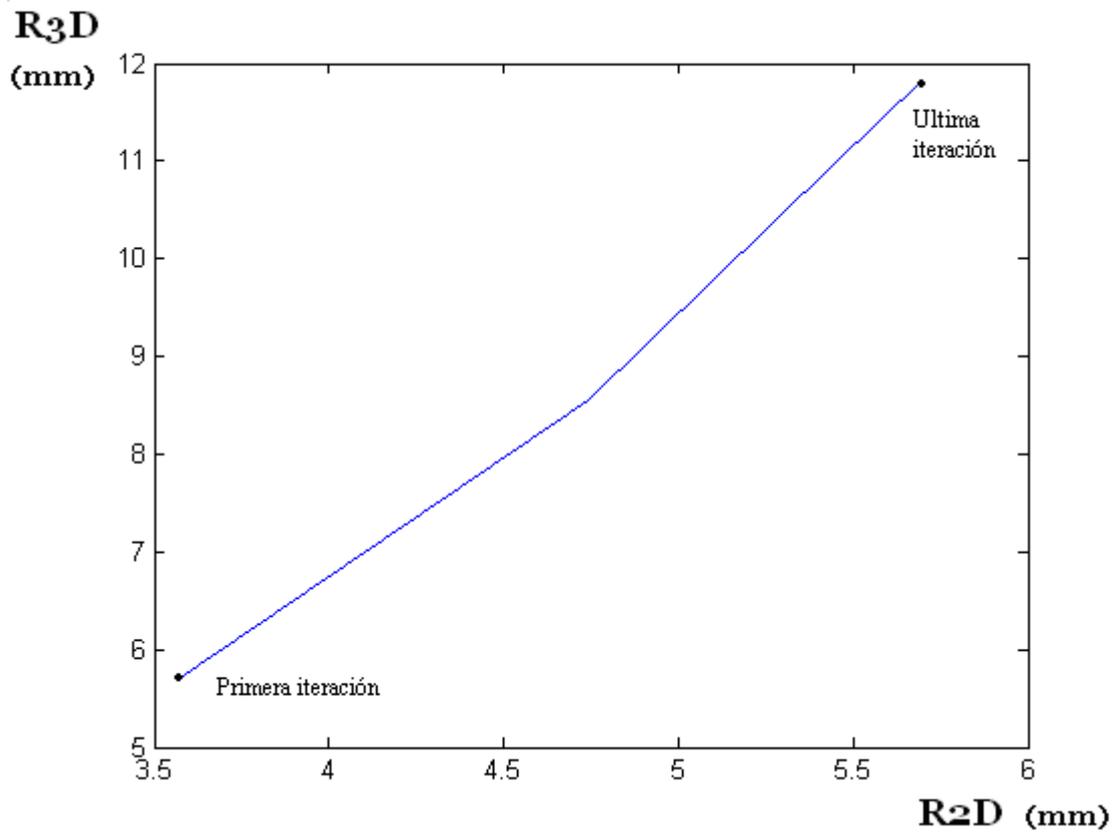


Figura 4.37 Convergencia del radio del poste dieléctrico.
 $\alpha = 0.5$, $h = 18.05 \text{ mm}$ (método secuencial, primero radio y luego longitud).

La figura 4.37 refleja la convergencia del radio del poste de una forma rápida y a tramos lineales al igual que en métodos anteriores.

La convergencia de la longitud se observa en la figura 4.38

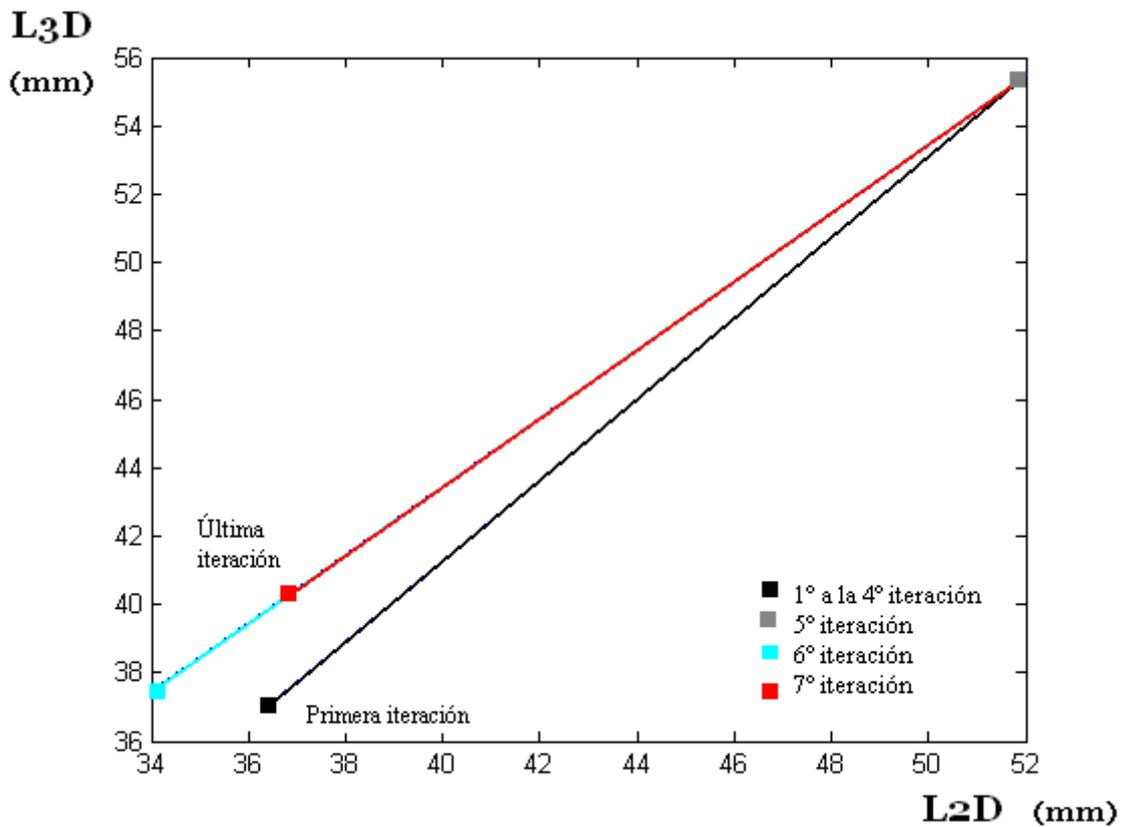


Figura 4.38 Convergencia de la longitud de la guía evanescente, $\alpha = 0.5$, $h = 18.05$ mm (método secuencial, primero radio y luego longitud).

También en este caso se puede comprobar en la figura 4.38 como se llega a la convergencia de la longitud sin oscilaciones. Pero al igual que en el caso anterior el número de iteraciones totales del método es mayor.

- Con una altura de 18.05 mm y $\alpha = 0.1$ la convergencia del radio se ve en la figura 4.39:

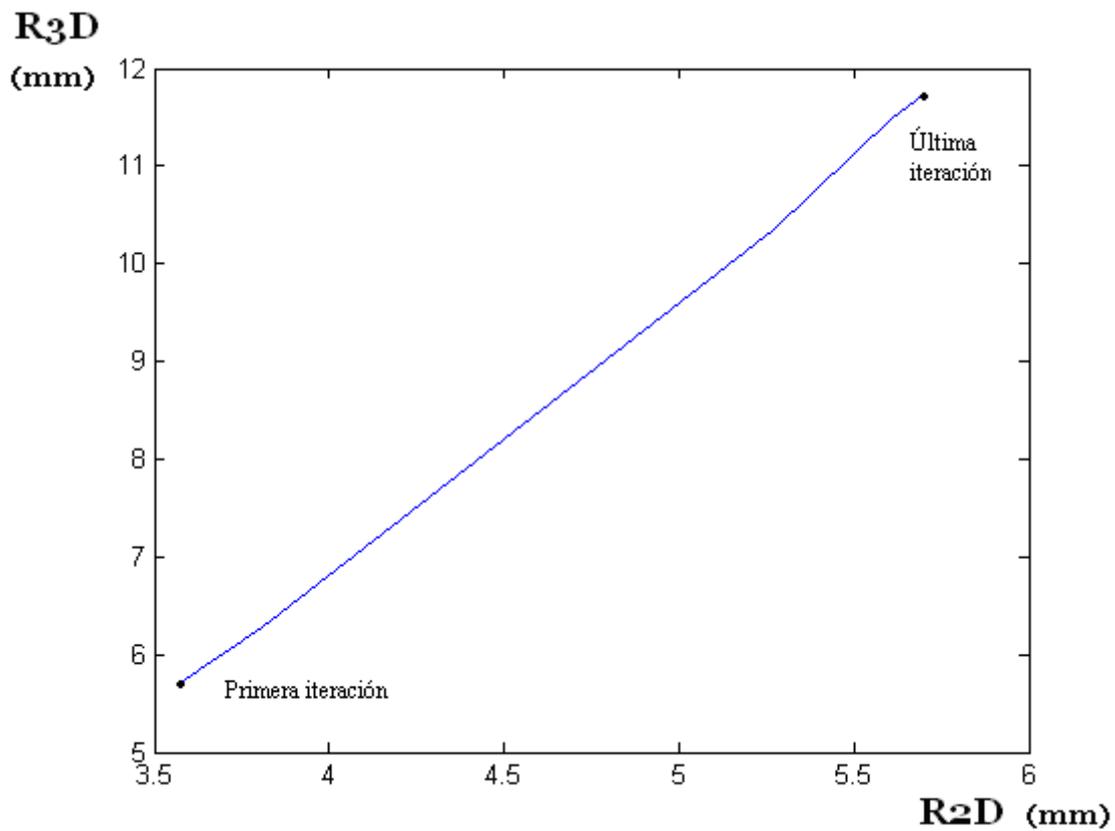


Figura 4.39 Convergencia del radio del poste dieléctrico.
 $\alpha = 0.1$, $h = 18.05 \text{ mm}$ (método secuencial, primero radio y luego longitud).

Se llega a la convergencia de una forma rápida y lineal, para un $\alpha = 0.1$ y una altura del poste dieléctrico de 18.05 mm como se observa en la figura 4.39.

La convergencia de la longitud de la guía evanescente se verá en la figura 4.40

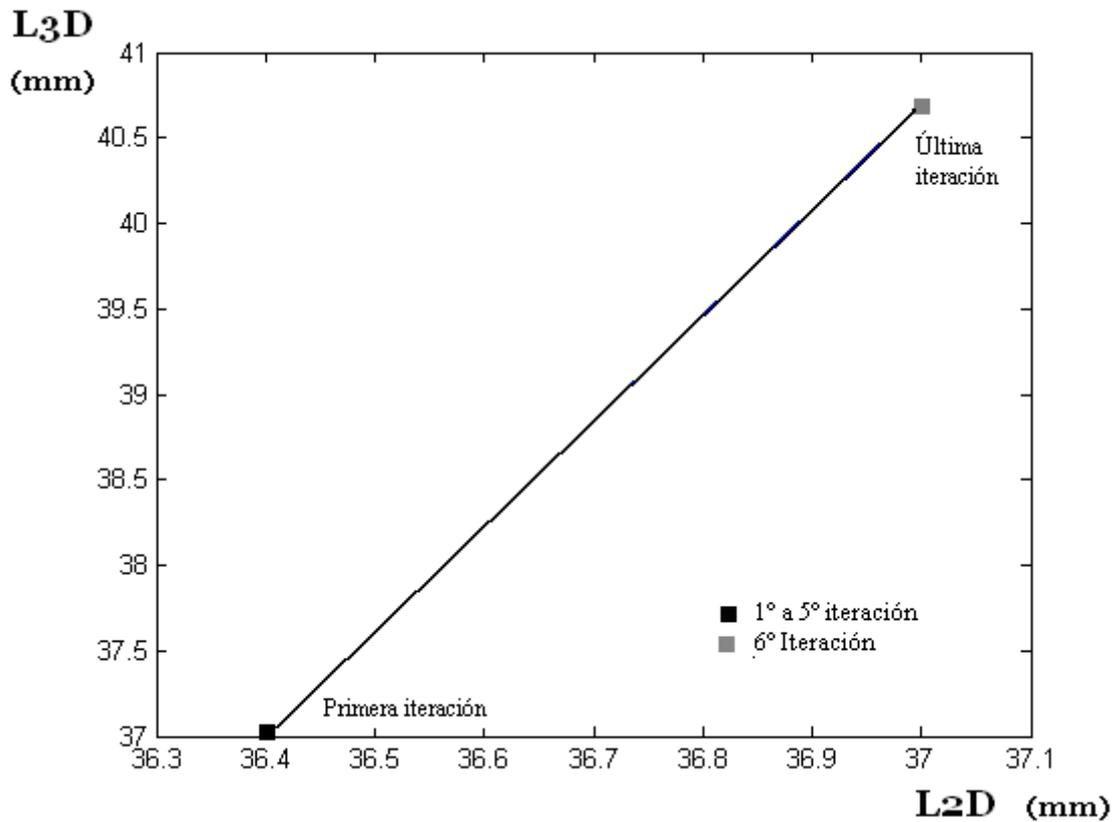


Figura 4.40 Convergencia de la longitud, $\alpha = 0.1$, $h = 18.05 \text{ mm}$ (método secuencial, primero radio y luego longitud).

En las figuras 4.37, 4.38, 4.39, 4.40 pasa lo mismo que con una altura de 17.05 mm , ya que se puede comprobar que la frecuencia de resonancia converge a 4 GHz y el radio converge a la misma velocidad que en otros métodos vistos anteriormente. Sin embargo, la longitud llega a converger mucho antes (ancho de banda a -3 dB) si el radio está ajustado previamente a su valor óptimo. En este caso para una altura de 18.05 mm se han necesitado 6 iteraciones, tanto para un α de 0.1 como para un α de 0.5

Capítulo 5

5. Conclusiones

En este proyecto se ha intentado mejorar la técnica de optimización de mapeo espacial de tipo lineal iterativo entre los espacios 2D y 3D (es decir obtener el diseño óptimo del modelo 3D sin hacer la optimización directa del modelo 3D, ya que sería muy lento, sino que utilizando otro método 2D que es mucho más rápido), analizando las distintas respuestas de filtros rectangulares evanescentes paso banda con un poste dieléctrico. Se buscaba en los distintos métodos de mapeo espacial evitar posibles divergencias, y que se llegara a esa optimización en un número reducido de iteraciones.

En un principio se ideó un método de predicción lineal trazando la recta que pasara por el origen. Pero eso era una suposición, ya que la recta no tenía en ningún momento porqué pasar por el origen, y eso nos podía llevar a que la optimización acabara divergiendo (aunque el número de iteraciones era reducido).

Así que se intentó buscar otro método para trazar la recta en la primera iteración. Lo que se hizo fue añadirle a los puntos obtenidos tras la primera iteración un incremento de la forma $X_{3D,1}^* = X_{3D,0}^* \cdot (1 + \alpha)$ y de esta forma obtener dos puntos iniciales sobre los que trazar la primera recta de la técnica de predicción lineal. Queríamos ver si al tener más información para trazar la primera recta, la convergencia de la técnica se veía mejorada. Sin embargo, seguíamos viendo en las curvas de convergencia que en algún momento la optimización podía divergir, sobre todo en lo tocante a la longitud.

Nuestro tercer método, para eliminar esa posible divergencia, consistía en trazar las rectas utilizando siempre el punto más alejado de los obtenidos (pero solo para el caso de la longitud, el radio se hace igual que en el método 2) y el último punto obtenido. Al tomar el punto más alejado, evitamos trabajar con rectas de pendientes positivas y negativas, lo que daba lugar en los métodos anteriores a divergencias en el algoritmo. Las pruebas efectuadas confirmaron que el método era algo más lento, pero se llegaba a la convergencia de una forma más segura. Sin embargo se seguían viendo ciertas irregularidades en cuanto a la convergencia de la longitud, ya que los valores en las

sucesivas iteraciones oscilaban alrededor del valor óptimo. Así que se pensó que quizás esas irregularidades en la convergencia de la longitud de la guía de onda evanescente eran debidas a que el radio todavía estaba lejano de su valor óptimo con lo que se pensó otro método.

En el siguiente método ajustamos primero la convergencia del radio y luego la de la longitud. De esta forma se pretende hacer la convergencia de la longitud independiente del comportamiento del radio., . Los resultados de las pruebas muestran que el número de iteraciones totales del algoritmo aumenta, aunque se evitan posibles divergencias en cuanto a la longitud, ya que llega de una forma más rápida y uniforme al valor óptimo.

Aquí mostraremos en la tabla 1.1 las ventajas e inconvenientes de los métodos desarrollados en este trabajo a modo de resumen y de conclusiones finales.

	Ventajas	Inconvenientes
Método que pasa por el origen	Es una forma rápida.	Es posible que no siempre se llegue a la convergencia.
Método de la recta que pasa por dos puntos	Es una forma rápida. La velocidad de convergencia se puede ajusta con el parámetro alpha	Sigue habiendo posibilidades de divergencia
Método de la recta con un punto de referencia	Se llega de una forma más segura a la solución	Es algo más lenta que los dos métodos anteriores.
Método de una recta siempre con un punto de referencia donde primero la convergencia del radio del poste y luego la de la longitud de la guía de onda	La convergencia de la longitud se obtiene de una forma muy uniforme. Se llega de una forma más rápida a la convergencia de la longitud cuando el radio está cerca de su valor óptimo.	Se necesitan más iteraciones, ya que primero se optimiza el radio y después la longitud, utilizando un esquema secuencial.

Tabla 4.1 Ventajas e inconvenientes de los distintos métodos desarrollados en este trabajo.

ANEXO

Estudio y mejora de una técnica de optimización electromagnética de onda rectangular evanescente con postes dieléctricos mediante un algoritmo teniendo en cuenta las respuestas de los simuladores electromagnéticos 2D y 3D.

Ahora se intenta buscar un algoritmo de optimización que consiga a partir del radio del poste dieléctrico en 3D y la longitud de la guía de onda en 3D el radio del poste dieléctrico en 2D y la longitud de la guía de onda en 2D, de tal forma que el error en la frecuencia de resonancia y del ancho de banda a -3dB entre las dos técnicas sea mínimo. Esto es debido a que hacerlo manualmente es más lento.

Método del gradiente

El siguiente esquema pertenece al algoritmo del gradiente y para este método necesitamos que se minimice el error

$$\bar{\mathbf{w}} = [l_{c,2D}, r_{2D}]$$

La formula que utilizaremos es la siguiente:

$$[l_{c,2D}(k+1), r_{2D}(k+1)] = [l_{c,2D}(k), r_{2D}(k)] - \mu \cdot \nabla_{\mu} C(k)$$

En esta ecuación se calculan los nuevos valores de predicción de la siguiente iteración, en función de los valores obtenidos en la iteración anterior, y esta predicción se realiza a través del gradiente de una función coste que se define en la siguiente ecuación

Los costes pesos son estos:

$$C(k) = (f_{03D} - f_{02D_0}) + |f_{H3D} - f_{H2D}| + |f_{L3D} - f_{L2D_0}|$$

La derivada de la función coste se calcula de la siguiente forma:

$$\nabla_{\mu} C(k) = \left(\frac{\partial C}{\partial l_{c,2D}}, \frac{\partial C}{\partial r_{2D}} \right)$$

De forma que la formula queda de la siguiente manera:

$$[l_{c,2D}(k+1), r_{2D}(k+1)] = [l_{c,2D}(k), r_{2D}(k)] - \mu \cdot \left(\frac{\partial C}{\partial l_{c,2D}}, \frac{\partial C}{\partial r_{2D}} \right)$$

El valor de μ es un valor que se fijará entre 0 y 1. Teniendo en cuenta que cuanto mayor sea este valor antes se llegará al valor óptimo, aunque existe riesgo de

divergencia, en cambio si es pequeño se aproximará más lentamente pero de una forma más segura.

La forma de calcular la expresión anterior es realizarla por partes, de la siguiente manera

$$l_{C,2D}(k+1) = l_{C,2D}(k) - \mu \cdot \frac{\partial C}{\partial l_{c,2D}}$$

$$r_{2D}(k+1) = r_{2D}(k) - \mu \cdot \frac{\partial C}{\partial r_{2D}}$$

Las derivadas parciales de los costes $\frac{\partial C}{\partial r_{2D}}$ y $\frac{\partial C}{\partial l_{c,2D}}$ se calculan de la siguiente manera

$$\frac{\partial C}{\partial l_{c,2D}} = \frac{C(l_{C,2D}, r_{2D}) - C(l_{C,2D} + \Delta l_c, r_{2D})}{\Delta l_c}$$

$$\frac{\partial C}{\partial r_{2D}} = \frac{C(l_{C,2D}, r_{2D}) - C(l_{C,2D}, r_{2D} + \Delta r)}{\Delta r}$$

En esta ecuación se calculan los nuevos valores de predicción de la siguiente iteración, en función de los valores obtenidos en la iteración anterior, y esta predicción se realiza a través del gradiente de una función coste que se define en la siguiente ecuación

Lo visto anteriormente es lo que se realiza en una iteración, de esta iteración se irán obteniendo nuevos valores que se utilizarán en la siguiente iteración. El bucle se ira repitiendo hasta que el coste sea menor que 0.1.

Este método es más lento que el siguiente ya que se necesitan muchas más iteraciones para llegar al valor adecuado de convergencia del radio del poste y de la longitud de la guía de onda.

Método de Newton-Raphson:

El método de Newton-Raphson es un método iterativo que nos permite aproximar la solución de una ecuación del tipo $f(x) = 0$.

Partimos de una estimación inicial de la solución x_0 y construimos una sucesión de aproximaciones de forma recurrente.

Este que nos ocupa es un sistema de dos ecuaciones y dos incógnitas.

Las incógnitas son el diámetro ϕ_{2D} y longitud $l_{c,2D}$ de la cavidad y conocemos f_{03D} (frecuencia de resonancia en 3D), f_{L3D} (la frecuencia que esta antes y a -3dB de la frecuencia de resonancia en 3D) f_{H3D} (la frecuencia que esta después y a -3dB de la frecuencia de resonancia en 3D).

Con unos valores aleatorios dados a las incógnitas, se obtendrá unos valores de f_{L3D} , f_{03D} , f_{H3D} , y se intentará minimizar la siguiente expresión

$$\Delta s = \begin{bmatrix} f_1(\phi_{2D}, l_{c,2D}) - f_{03D} \\ f_2(\phi_{2D}, l_{c,2D}) - [(f_{H3D} - f_{L3D}) - (f_{H2D} - f_{L2D})] \end{bmatrix}$$

Desarrollando por la serie de Taylor se obtiene

$$\begin{aligned} f_1(\phi_{2D} + \Delta\phi_{2D}, l_{c,2D} + \Delta l_{c,2D}) &= \\ &= f_1(\phi_{2D}, l_{c,2D}) + \frac{\partial f_1}{\partial \phi_{2D}} d\phi_{2D} + \frac{\partial f_1}{\partial l_{c,2D}} dl_{c,2D} + o((d\phi_{2D})^2, (dl_{c,2D})^2). \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} f_2(\phi_{2D} + \Delta\phi_{2D}, l_{c,2D} + \Delta l_{c,2D}) &= \\ &= f_2(\phi_{2D}, l_{c,2D}) + \frac{\partial f_2}{\partial \phi_{2D}} d\phi_{2D} + \frac{\partial f_2}{\partial l_{c,2D}} dl_{c,2D} + o((d\phi_{2D})^2, (dl_{c,2D})^2). \end{aligned}$$

Donde $o((d\phi_{2D})^2, (dl_{c,2D})^2)$. Son los términos superiores de la serie de Taylor.

Si los incrementamos $(\phi_{2D}, l_{c,2D})$ por $(d\phi_{2D}, dl_{c,2D})$ son tales que $f_1(\phi_{2D} + d\phi_{2D}, l_{c,2D} + dl_{c,2D})$ y $f_2(\phi_{2D} + d\phi_{2D}, l_{c,2D} + dl_{c,2D})$ son cero, entonces se podría generalizar de tal forma que $\Delta s = -[G] \bullet \Delta P$

$[G]$ es la matriz jacobina

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \phi_{2D}} & \frac{\partial f_1}{\partial l_{c,2D}} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \phi_{2D}} & \frac{\partial f_2}{\partial l_{c,2D}} \end{bmatrix} \quad \text{Y} \quad \Delta \mathbf{P} = \begin{bmatrix} \Delta \phi_{2D} \\ \Delta l_{2D} \end{bmatrix}$$

Los componentes de la matriz gradiente $[\mathbf{G}]$ se calculan a partir del simulador 2D.

Finalmente se calcula una nueva dirección:

$$\mathbf{P}_n = \mathbf{P}_{N-1} + \Delta \mathbf{P}$$

Donde $\Delta \mathbf{s} = -[\mathbf{G}] \bullet \Delta \mathbf{S}$ con $f_1(\phi_{2D} + \Delta \phi_{2D}, l_{c,2D} + \Delta l_{c,2D})$

Se repite el algoritmo hasta que $\|\Delta \mathbf{s}\| \leq 0.01$

El algoritmo es el siguiente:

Step 0 do I=1 to 6 (se ha de llegar al resultado en menos de 6 iteraciones)

-Calcular parámetros S en 2D

-Extraer f_{02D_0} (frecuencia de resonancia en 2D), f_{L2D_0} (la frecuencia que esta antes y a -3dB de la frecuencia de resonancia en 2D) f_{H2D_0} (la frecuencia que esta después y a -3dB de la frecuencia de resonancia en 2D).

-Calcular

$$v_0 = f_{03D} - f_{02D_0}$$

$$w_0 = [(f_{H3D} - f_{L3D}) - (f_{H2D_0} - f_{L2D_0})]$$

Si $(v_0 \leq 0.01)$ y $(w_0 \leq 0.01)$ entonces ϕ_{2D_0} y l_{c2D_0} son los resultados deseados.

Si no ir al step 1.

Step 1

$$-\phi_{2D_1} = \phi_{2D_0} + r_a \times rdelta$$

$$-l_{C2D_1} = l_{C2D_0}$$

-Calcular parámetros S en 2D

$$-\text{extraer } f_{02D_2}, f_{L2D_2} \text{ y } f_{H2D_2}$$

-Calcular

$$v_1 = f_{03D} - f_{02D_1}$$

$$w_1 = [(f_{H3D} - f_{L3D}) - (f_{H2D_1} - f_{L2D_1})]$$

Si ($v_1 \leq 0.01$) y ($w_1 \leq 0.01$) entonces ϕ_{2D_1} y l_{C2D_1} son los resultados deseados.

Si no ir al step 2.

Step 2

$$-\phi_{2D_2} = \phi_{2D_1}$$

$$-l_{c,2D_2} = l_{c,2D_1} + r_b \times rdelta$$

-Calcular parámetros S en 2D

$$-\text{extraer } f_{02D_2}, f_{L2D_2} \text{ y } f_{H2D_2}$$

-Calcular

$$v_2 = f_{03D} - f_{02D_2}$$

$$w_2 = [(f_{H3D} - f_{L3D}) - (f_{H2D_2} - f_{L2D_2})]$$

Si ($v_2 \leq 0.01$) y ($w_2 \leq 0.01$) entonces ϕ_{2D_2} y l_{C2D_2} son los resultados deseados.

$$g_{11} = f_{02D_1} - f_{02D_0}$$

$$g_{21} = [(f_{H2D_1} - f_{L2D_1}) - (f_{H2D_0} - f_{L2D_0})]$$

$$g_{12} = f_{02D_2} - f_{02D_0}$$

$$g_{22} = [(f_{H2D_2} - f_{L2D_2}) - (f_{H2D_0} - f_{L2D_0})]$$

$$-\text{Calcular } -[G]^{-1} = [G]'$$

$$-\text{Calcular } -[G]^{-1} \bullet \Delta S$$

$$r_a = G_{11}' v_0 + G_{12}' w_0$$

$$r_b = G_{21}' v_0 + G_{22}' w_0$$

-Calcular:

$$\phi_{2D_0} = \phi_{2D_0} + r_b \times rdelta$$

$$l_{c,2D_0} = l_{c,2D_0} + r_b \times rdelta$$

Ir al step 0

END DO

Es un método en el cual en muy pocas iteraciones se llega al valor deseado y es muy efectivo, aunque depende del *rdelta* utilizado. Si el *rdelta* es muy grande y tanto $v_2 \gg 0.01$ y $w_2 \gg 0.01$ se llega antes a la solución. En cambio si los valores de v_2 y w_2 están cerca de 0.01 el valor de *rdelta* debe ser pequeño para asegurar la convergencia.

Bibliografía

- [1] Vicente E. Boria and Benito Gimeno. "Waveguide filters for satellites" 2007. IEE microwave magazine pp. 60-62 Oct 2007
- [2] Slawomir Koziel, Qingsha S. Cheng y John W. Bandler. "Mapeo espacial," IEE microwave magazine pp. 105-109 Dec. 2008
- [3] Juan Hinojosa, Fernando Quesada-Pereira, Alejandro Alvarez-Melcón. 2D to 3D rectangular waveguide filter designs from linear iterated prediction space mapping. Microwave and optical technology letters/ vol 51, No. 8, August
- [4] J.W. Bandler, R.M. Biernacki, S.H. Chen, P.A. Grobelny, and R.H. Hemmers, "Space mapping technique for electromagnetic optimization," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 42, no.12, pp. 2536–2544, Dec. 1994.
- [5] A. F. Peterson, S. L. Ray, and R. Mittra, Computational methods for electromagnetics. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1998.
- [6] Juan Hinojosa, Fernando Daniel Quesada Pereira, M. Martínez Mendoza, A. Alvarez-Melcon. "Optimization-Oriented Design of RF/Microwave Circuits Using Inverse-Linear-Input Neuro-Fuzzy-Output Space Mapping with Two Different Dimensionality Simulators". IEEE Transactions on Circuits and Systems I. Vol. 58, No. 1, January 2011, pp. 176—185.
- [7] J. Hinojosa and Alejandro Alvarez Melcon. "Técnica de diseño eficiente de filtros rectangulares de orden elevado cargados con postes dieléctricos de 3-D", XXVII Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Actas URSI'2012, accepted No. 18, 12-14 septiembre 2012, Elche, Spain.