

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

Departamento de Tecnologías de la Información y la Comunicación



TRABAJO FIN DE GRADO
GRADO EN INGENIERÍA EN SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN

Formulación de Red Multimodo Equivalente para el análisis de discontinuidades planares en dispositivos en guía de onda

Alumno: Antonio Manuel Huéscar de la Cruz
Director: Alejandro Álvarez Melcón
Codirectora: Celia Gómez Molina

Agradecimientos

Después de unos meses de estudio, trabajo y dedicación por fin puedo mostrar el resultado del que es mi proyecto final de carrera. Este trabajo ha sido posible gracias a Celia Gómez Molina y Alejandro Álvarez Melcón, quienes han dedicado parte de su tiempo en otorgarme su ayuda y supervisión, logrando así un resultado satisfactorio tanto a nivel personal como académico. Es por eso que mis principales agradecimientos son hacia vosotros: muchas gracias.

Por último me gustaría dar las gracias a mi familia y amigos por estar ahí a lo largo de estos años. Muchas gracias.

Índice general

1. Red Multimodo Equivalente	5
1.1. Desarrollo matemático de la Red Multimodo Equivalente	6
1.2. Obtención de los parámetros S a partir de la formulación MEN	12
2. Red Multimodo Equivalente cuando existen varias discontinuidades en la estructura bajo estudio	17
2.1. Desarrollo matemático de la Red Multimodo Equivalente cuando existen varias discontinuidades	19
2.2. Obtención de los parámetros S en guías rectangulares con más de una discontinuidad.	28
3. Resultados	31
3.1. Parámetros S de una guía con una discontinuidad	33
3.1.1. Parámetros S de una guía WR-90 con un iris rectangular	33
3.1.2. Parámetros S de una guía WR-75 con un iris rectangular	35
3.1.3. Parámetros S de una guía de dimensiones arbitrarias con iris rectangular	36
3.1.4. Parámetros S de una guía WR-90 con un iris descentrado	38
3.1.5. Parámetros S de una guía WR-90 variando la anchura del iris	40
3.1.6. Parámetros S en una guía WR-90 variando la altura del iris	42
3.2. Parámetros S de una guía con 2 discontinuidades	44
3.2.1. Parámetros S de una guía WR-90 con 2 discontinuidades	44
3.2.2. Parámetros S de una guía WR-75 con 2 discontinuidades	46
3.3. Parámetros S de una guía con 3 discontinuidades	48
3.3.1. Parámetros S en una guía WR-90 con 3 discontinuidades	48
3.3.2. Parámetros S de una guía WR-75 con 3 discontinuidades	50
3.4. Estudio de las aperturas en una guía WR-90 con 3 discontinuidades	52
4. Extensión de la formulación MEN para excitación con puertos laterales	55
4.1. Desarrollo matemático de la extensión de la Red Multimodo Equivalente.	56

5. Conclusiones y Líneas de Investigación Futuras	65
5.1. Conclusiones	65
5.2. Líneas de Investigación Futuras	65
A. Resolución de las integrales de acoplo	67
B. Análisis de guías de onda con FEST3D	75

Índice de figuras

1.1.	Discontinuidad de espesor nulo y con forma rectangular de dimensiones $(a_p \times b_p)$ situada dentro de una guía rectangular de dimensiones $(a \times b)$. . .	5
1.2.	Red Multimodo Equivalente (Matriz de impedancias generalizada Z) para la discontinuidad bajo estudio de espesor nulo.	8
1.3.	Guía de onda con un iris rectangular de espesor nulo como discontinuidad.	12
1.4.	Red equivalente de la estructura presentada en la Figura 1.3.	13
1.5.	Representación equivalente del circuito simplificado de dos puertos.	15
2.1.	Esquema de la geometría bajo estudio.	17
2.2.	Guía de onda con 3 aperturas de espesor nulo.	19
2.3.	Red de impedancia equivalente de una línea de transmisión de longitud l_i	20
2.4.	Circuito equivalente de la estructura presentada en la Figura 2.2 que cuenta con 2 medios internos y 3 discontinuidades.	22
3.1.	Guía WR-90 con apertura de 15×4 mm.	33
3.2.	Parámetros S de la guía WR-90 de la Figura 3.1: resultados de MATLAB y FEST3D.	34
3.3.	Guía WR-75 con apertura de 15×4 mm.	35
3.4.	Parámetros S de la guía WR-75 de la Figura 3.3: resultados de MATLAB y FEST3D.	35
3.5.	Guía con dimensiones 25×24 mm, y apertura de dimensiones 15×4 mm.	36
3.6.	Parámetros S de la guía de la Figura 3.5: resultados de MATLAB y FEST3D	37
3.7.	Guía WR-90 con apertura de 15×4 mm descentrada.	38
3.8.	Parámetros S de una guía WR-90 con un iris descentrado: resultados de MATLAB y FEST3D.	39
3.9.	Parámetros S de una guía WR-90 para diferentes valores de a_p y un b_p constante de 4 mm. Resultado de MATLAB.	40
3.10.	Parámetros S de una guía WR-90 para diferentes valores de a_p y un b_p constante de 4 mm. Resultado de FEST3D.	41
3.11.	Parámetros S de una guía WR-90 para diferentes valores de b_p y un a_p constante de 15 mm. Resultado de MATLAB.	42
3.12.	Parámetros S de una guía WR-90 para diferentes valores de b_p y un a_p constante de 15 mm. Resultado de FEST3D.	43

3.13. Guía WR-90 con 2 aperturas de tamaño 15×4 mm.	44
3.14. Parámetros S de una guía WR-90 con 2 discontinuidades: resultados de MATLAB y FEST3D.	45
3.15. Guía WR-75 con dos discontinuidades y aperturas de tamaño 15×4 mm.	46
3.16. Parámetros S de una guía WR-75 con 2 discontinuidades: resultados de MATLAB y FEST3D.	47
3.17. Guía WR-90 con 3 aperturas de tamaño 15×4 mm.	48
3.18. Parámetros S de una guía WR-90 con 3 discontinuidades: resultados de MATLAB y FEST3D.	49
3.19. Guía WR-75 con 3 aperturas de tamaño 15×4 mm.	50
3.20. Parámetros S de una guía WR-75 con 3 discontinuidades: resultados de MATLAB y FEST3D.	51
3.21. Parámetros S de una guía WR-90 con 3 discontinuidades variando los valores de a_p y b_p	52
4.1. Circuito en tecnología planar con metalizaciones arbitrarias planares que contiene puertos en el plano transversal (las zonas oscuras indican los puertos en el plano transversal).	56
4.2. Red Multimodo Equivalente (matriz de impedancias generalizada, Z) para la discontinuidad bajo estudio de espesor nulo y con un solo puerto de excitación.	58
A.1. Dimensiones en 2D de la guía y la apertura.	68
B.1. Entorno de trabajo de FEST3D.	76
B.2. Librería de componentes de FEST3D.	77
B.3. Esquemático de una guía de onda con una discontinuidad en FEST3D.	77
B.4. Configuración de las guías en FEST3D.	78
B.5. Barra de herramientas de FEST3D: Configuración de especificaciones.	79
B.6. Configuración frecuencial en FEST3D.	79
B.7. Configuración de las especificaciones en FEST3D.	80
B.8. Barra de herramientas de FEST3D: Obtención de parámetros S y visualización de la estructura diseñada.	81
B.9. Estructura de una guía de onda con FEST3D.	81
B.10. Parámetros S simulados con FEST3D de la guía que se muestra en la Figura B.9.	82

Introducción

Actualmente las técnicas de electromagnetismo computacional son de gran interés en la industria de microondas, debido al ahorro en tiempo de desarrollo y los costes de fabricación que posibilitan una gran variedad de técnicas numéricas, que están estudiadas en numerosos artículos de la literatura técnica [1], y además están implementadas en softwares comerciales como ANSYS HFSS, CST Microwave Studio, FEST3D o ADS [2], [3], [4]. Algunas de estas técnicas [2] y [3] son consideradas genéricas, ya que pueden realizar el análisis de estructuras arbitrarias a expensas, de un gran coste computacional. Sin embargo, otras técnicas basadas en métodos modales o ecuación integral [4], pueden resultar más eficientes al particularizar la formulación a la geometría que se esté analizando.

Para este trabajo se va a utilizar la formulación de Red Multimodo Equivalente (Multimode Equivalent Network - MEN) [4]. Esta formulación proporciona un análisis preciso y eficiente para los componentes en guía de onda. Esta técnica se basa en estudiar de forma independiente cada una de las discontinuidades presentes en la geometría bajo estudio. Para cada discontinuidad se parte imponiendo la condición de contorno para obtener la ecuación integral. Una vez resueltas las ecuaciones integrales, se obtiene la matriz de acoplamiento de impedancia o admitancia que caracteriza de forma rigurosa la interacción entre los modos a ambos lados de la discontinuidad. Posteriormente, las redes equivalentes obtenidas para cada discontinuidad se combinan para formar la red final que caracteriza todo el dispositivo bajo análisis.

En este proyecto se va a describir el procedimiento para analizar discontinuidades planares contenidas en el plano transversal de una guía de onda rectangular, haciendo uso de la formulación MEN. Las aperturas consideradas en esta contribución tendrán formas rectangulares, de modo que las integrales de acoplo se resolverán de forma analítica. Para resolver las ecuaciones integrales que describen el problema se utilizará el Método de los Momentos (MoM) junto con el procedimiento de Galerking [4]. Una vez resueltas las ecuaciones integrales, se podrá obtener la matriz de acoplamiento de impedancias, que posibilitará la obtención de los parámetros de dispersión (S) de la guía bajo estudio y con ello su caracterización de forma eficiente.

Posteriormente, se pretende analizar guías rectangulares que contengan varias aperturas rectangulares planares en su sección transversal, por lo que una vez calculadas las

redes equivalentes para todas las discontinuidades de la estructura, las redes individuales se conectan en cascada para formar la representación equivalente en red de la estructura completa, de modo que el análisis de todo el dispositivo pueda realizarse de manera muy eficiente [5]. En este proyecto se analizarán usando la formulación MEN una serie de ejemplos prácticos, que serán comparados con los resultados obtenidos mediante otros software comerciales, validando así la teoría propuesta.

Para finalizar el estudio de la formulación MEN, en este proyecto se extenderá dicha formulación al análisis de discontinuidades planares con forma arbitraria y que contengan excitaciones en el plano transversal. Esta formulación es la que permitirá el análisis de dispositivos microstrip y multicapa mediante la técnica MEN.

Estructura de la memoria

Capítulo 1. Red Multimodo Equivalente. En este primer capítulo se muestra el desarrollo matemático de la formulación MEN para el análisis de discontinuidades planares en guía de onda. Se resolverán de forma analítica las integrales de acoplo, ya que las aperturas consideradas en este capítulo tendrán forma rectangular. Se obtendrá también, la matriz de acoplamientos de impedancia, y por último, los parámetros S a partir de dicha formulación.

Capítulo 2. Red Multimodo Equivalente cuando existen varias discontinuidades en la estructura bajo estudio. En el segundo capítulo se desarrollará de forma matemática la concatenación de varias discontinuidades contenidas a lo largo de una guía rectangular. Para caracterizar los modos en los tramos de guía entre discontinuidades se hará uso del equivalente en líneas de transmisión descrito en [6]. Del mismo modo que en el Capítulo 1, a partir de la red equivalente final, se procederá al cálculo de los parámetros S.

Capítulo 3. Resultados. Una vez programadas en MATLAB las formulaciones de los capítulos anteriores se procederá a validarlas en este tercer capítulo. Para ello, se implementarán, usando MATLAB, ejemplos prácticos de las estructuras descritas en los capítulos anteriores. Con el fin de validar la formulación, se compararán los resultados de análisis con aquellos obtenidos usando el programa FEST3D [7]. Dicho programa implementa también la formulación MEN para el análisis de estructuras en guía de onda (ver Apéndice B). Se realizarán pruebas con guías comerciales como la WR-90 y la WR-75. Otro aspecto a estudiar en este capítulo será el comportamiento de las aperturas cuando se varía el tamaño de estas o cuando no se encuentran centradas. Además, se aportarán detalles del tiempo de cómputo para verificar la eficiencia del método de análisis implementado.

Capítulo 4. Extensión de la formulación MEN. En este capítulo se extiende la formulación MEN del Capítulo 1 para el caso de excitaciones en el plano transver-

sal y aperturas con formas arbitrarias. Para estas formas arbitrarias, las integrales de acoplo no se podrán desarrollar analíticamente como en los Capítulos 1 y 2. Para el cálculos de estas integrales se empleará el método “Boundary Integral Resonant Mode Expansion” (BI-RME). Por último se aplica el Método de los Momentos para la obtención de la matriz de acoplamiento de impedancias y así obtener la Red Multimodo Equivalente.

Capítulo 5. Conclusiones y Líneas de Investigación Futuras. En este último capítulo se realizará una breve conclusión del proyecto y se presentarán las líneas futuras de investigación.

Capítulo 1

Red Multimodo Equivalente

En este capítulo se presenta la formulación de Red Multimodo Equivalente para el análisis de una discontinuidad como la que se muestra en la Figura 1.1. Como se observa en la Figura 1.1, la discontinuidad que se va a estudiar consiste en una apertura rectangular de dimensiones $a_p \times b_p$ situada en la sección transversal de una guía rectangular. Además se considera que la apertura tiene espesor nulo. El desarrollo teórico se llevará a cabo imponiendo las condiciones de contorno sobre el campo magnético.

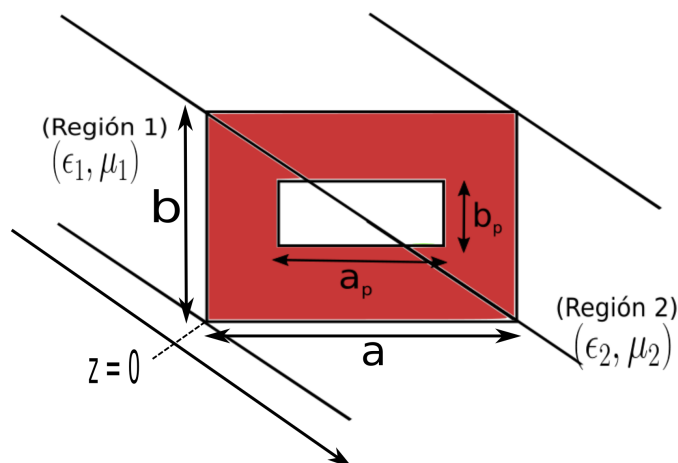


Figura 1.1: Discontinuidad de espesor nulo y con forma rectangular de dimensiones $(a_p \times b_p)$ situada dentro de una guía rectangular de dimensiones $(a \times b)$.

Otro aspecto a destacar es que no se tendrán en cuenta pulsos de excitación en la discontinuidad como en [8], sino que uno de los propios modos de la guía será la excitación del problema. Por tanto en las discontinuidades propuestas a lo largo del proyecto solo analizaremos discontinuidades de tipo “iris”, es decir, aperturas rectangulares planares, de posición y tamaño elegido por el diseñador.

1.1. Desarrollo matemático de la Red Multimodo Equivalente

En esta sección se obtendrá la formulación MEN de la discontinuidad mostrada en la Figura 1.1. En primer lugar se comienza imponiendo las condiciones de contorno sobre la componente tangencial del campo magnético $\mathbf{H}_t^{(\delta)}$ en la apertura ($z = 0$, como se puede ver en la Figura 1.1). Por ello, imponemos continuidad de la componente tangencial del campo magnético en la apertura,

$$\mathbf{H}_t^{(1)}(s) - \mathbf{H}_t^{(2)}(s) = 0 \quad (1.1)$$

donde $\delta = 1$ o $\delta = 2$ para $z \leq 0$ o $z \geq 0$ respectivamente, y s es un punto de la sección transversal de la Figura 1.1.

A continuación se busca escribir el campo magnético transversal total en función de los modos de la guía bajo estudio. Para ello, se utiliza la siguiente expansión modal [4], la cual permite expandir el campo total como un sumatorio de los infinitos modos de la guía base,

$$\mathbf{H}_t^{(\delta)} = \sum_{m=1}^{\infty} I_m^{(\delta)} \mathbf{h}_m^{(\delta)}(s) \quad (1.2)$$

donde $I_m^{(\delta)}$ es la corriente total modal del modo m , $\mathbf{h}_m^{(\delta)}(s)$ es la función vectorial modal magnética del modo m en el medio (δ), y donde m son los índices de los diferentes modos *TE* y *TM* que se propagan a través de la guía.

Siguiendo este proceso, y utilizando la ecuación (1.2), se puede reescribir la condición de contorno de la ecuación (1.1) de la siguiente forma:

$$\sum_{m=1}^{\infty} I_m^{(1)} \mathbf{h}_m^{(1)}(s) - \sum_{m=1}^{\infty} I_m^{(2)} \mathbf{h}_m^{(2)}(s) = 0 \quad (1.3)$$

En segundo lugar se descompone el sumatorio infinito de la ecuación (1.3) diferenciando los modos accesibles de los modos localizados. Cabe destacar que los modos accesibles son aquellos modos que contribuyen al intercambio de energía entre discontinuidades cercanas y, por ello, quedarán representados (accesibles) en la red equivalente para su consiguiente concatenación. Por otro lado, los modos localizados son aquellos que almacenan energía en la proximidad de la discontinuidad y, por ello, quedarán cargados con su impedancia modal característica (no intercambian energía con las discontinuidades cercanas). Aplicando esta estrategia la ecuación (1.3) queda como,

$$\sum_{n=1}^{N(1)} I_n^{(1)} \mathbf{h}_n^{(1)}(s) - \sum_{n=1}^{N(2)} I_n^{(2)} \mathbf{h}_n^{(2)}(s) = \sum_{m=N(1)+1}^{\infty} \frac{V_m^{(1)}}{Z_m^{(1)}} \mathbf{h}_m^{(1)}(s) + \sum_{m=N(2)+1}^{\infty} \frac{V_m^{(2)}}{Z_m^{(2)}} \mathbf{h}_m^{(2)}(s) \quad (1.4)$$

donde $N(\delta)$ es el número de modos accesibles en cada región y $V_m^{(\delta)}$ y $Z_m^{(\delta)}$ representan la tensión modal total y la impedancia modal del modo m en la región (δ) , respectivamente.

También se puede apreciar en la ecuación (1.4) que, a la derecha de la igualdad, en los modos localizados se ha sustituido $I_m^{(\delta)}$ por $\frac{V_m^{(\delta)}}{Z_m^{(\delta)}}$ ya que los modos localizados (que quedan a la derecha de la ecuación) se cargan con su impedancia modal característica $Z_m^{(\delta)}$. Destacar también, que el subíndice m se ha cambiado por el subíndice n a la izquierda de la ecuación.

Como estamos ante una apertura metálica de espesor nulo donde la región (1) es igual a la región (2) (ver Figura 1.1), se pueden imponer las siguientes condiciones en las funciones modales magnéticas ($\mathbf{h}_m(s)$) y las tensiones modales ($V_m(s)$) a ambos lados de la discontinuidad:

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_m^{(1)}(s) &= \mathbf{h}_m^{(2)}(s) = \mathbf{h}_m(s) \\ V_m^{(1)}(s) &= V_m^{(2)}(s) = V_m(s) \end{aligned}$$

Con estas condiciones de simetría se puede reescribir la ecuación (1.4) quedando de la forma:

$$\sum_{n=1}^N (I_n^{(1)}(s) - I_n^{(2)}(s)) \mathbf{h}_n(s) = \sum_{m=N+1}^{\infty} \left(\frac{1}{Z_m^{(1)}} + \frac{1}{Z_m^{(2)}} \right) V_m \mathbf{h}_m(s) \quad (1.5)$$

La red multimodo equivalente, de acuerdo a la formulación previamente desarrollada es la que se muestra en la Figura 1.2:

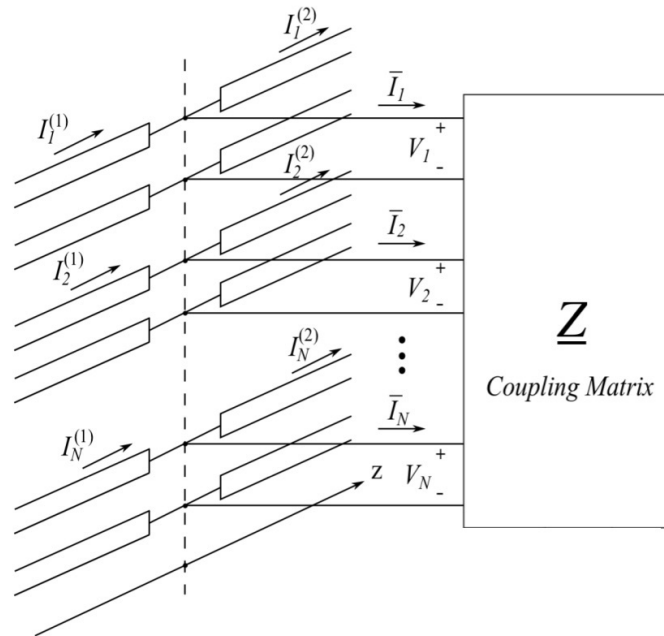


Figura 1.2: Red Multimodo Equivalente (Matriz de impedancias generalizada \underline{Z}) para la discontinuidad bajo estudio de espesor nulo.

Como se observa, los modos accesibles quedan modelados usando su equivalente en líneas de transmisión (donde la impedancia característica de la línea y la constante de propagación se corresponde con la del modo en ese medio). A su vez, la discontinuidad planar situada entre las dos regiones queda caracterizada mediante una matriz de acoplamientos de impedancia $\bar{\underline{Z}}$.

Destacar que en la Figura 1.2 solo se dibujan los modos accesibles que son los que se tendrán en cuenta posteriormente para el cálculo de los parámetros de dispersión (S), mientras que los modos localizados se han cargado con su impedancia modal característica. Otro aspecto a destacar de esta figura, es que no hay ningún puerto de excitación (ya que la formulación se está desarrollando sin excitaciones en la discontinuidad).

Siguiendo con el análisis de Red Multimodo Equivalente, de la Figura 1.2 se pueden sacar las siguientes relaciones,

$$\begin{aligned} \bar{I}_n &= I_n^{(1)} - I_n^{(2)} \\ Y_m^T &= Y_m^{(1)} + Y_m^{(2)} = \frac{1}{Z_m^{(1)}} + \frac{1}{Z_m^{(2)}} \implies \text{Relaciones circuitales} \end{aligned} \quad (1.6)$$

donde \bar{I}_n representa la corriente modal total en la discontinuidad e Y_m^T representa la admitancia característica modal total. Por tanto, la ecuación (1.5) queda del siguiente modo:

$$\sum_{n=1}^N \bar{I}_n \mathbf{h}_n(s) = \sum_{m=N+1}^{\infty} Y_m^T V_m \mathbf{h}_m(s) \quad (1.7)$$

Hay que aclarar que en este desarrollo se está teniendo en cuenta el mismo número de modos accesibles para ambas regiones ($N(1) = N(2) = N$).

Para continuar con la formulación podemos relacionar la tensión modal (V_m), con el campo eléctrico en la apertura,

$$V_m = \int_{ap} [z_0 \times \mathbf{E}] \cdot \mathbf{h}_m^*(s') ds' \quad (1.8)$$

siendo \mathbf{E} el campo eléctrico desconocido en la apertura. Destacar también, como se puede apreciar en la ecuación, que la integral se extiende a lo largo de la apertura ap , donde ap es la superficie de la apertura $a_p \times b_p$ (ver Figura 1.1).

Como la tensión modal (V_m) es aún desconocida, se sustituye en la ecuación (1.7) el cambio realizado en la ecuación (1.8), quedando la expresión:

$$\sum_{n=1}^N \bar{I}_n \mathbf{h}_n(s) = \int_{ap} (z_0 \times \mathbf{E}) \sum_{m=N+1}^{\infty} Y_m^T \mathbf{h}_m(s') \mathbf{h}_m^*(s') ds' \quad (1.9)$$

Debido a la linealidad del problema, el campo eléctrico en la apertura se puede escribir como el sumatorio de densidades de corriente superficial (\mathbf{M}_n) que recorra los modos accesibles.

$$[z_0 \times \mathbf{E}] = \sum_{n=1}^N \bar{I}_n \mathbf{M}_n(s') \quad (1.10)$$

En esta expresión, \mathbf{M}_n son las funciones incógnitas del problema.

Si se sustituye la ecuación (1.10) en la ecuación (1.9) se obtiene la siguiente igualdad:

$$\sum_{n=1}^N \bar{I}_n \mathbf{h}_n(s) = \sum_{n=1}^N \bar{I}_n \int_{ap} \mathbf{M}_n(s') \sum_{m=N+1}^{\infty} Y_m^T \mathbf{h}_m(s') \mathbf{h}_m^*(s') ds' \quad (1.11)$$

Finalmente, por identificación de términos se deduce la siguiente ecuación integral,

$$\mathbf{h}_n(s) = \int_{ap} \mathbf{M}_n(s') \sum_{m=N+1}^{\infty} Y_m^T \mathbf{h}_m(s') \mathbf{h}_m^*(s') ds' \quad (1.12)$$

siendo el kernel de la ecuación integral:

$$\mathbf{K}(s, s') = \sum_{m=N+1}^{\infty} Y_m^T \mathbf{h}_m(s') \mathbf{h}_m^*(s') \quad (1.13)$$

En el siguiente paso se busca completar esta formulación, haciendo uso de las ecuaciones (1.8) y (1.10), y así escribir la tensión modal en términos de la corriente modal,

$$V_m = \sum_{n=1}^N Z_{m,n} \bar{I}_n \quad (1.14)$$

donde $Z_{m,n}$ son los elementos de la matriz de impedancias de acoplo que se buscan.

Si se desarrolla lo mencionado anteriormente, la expresión extendida de V_m quedaría:

$$V_m = \int_{ap} (z_0 \times \mathbf{E}) \cdot \mathbf{h}_m^*(s') ds' = \sum_{n=1}^N \bar{I}_n \int_{ap} \mathbf{M}_n(s') \cdot \mathbf{h}_m^*(s') ds' \quad (1.15)$$

Donde por identificación de términos con la expresión (1.14) se ve que:

$$Z_{m,n} = \int_{ap} \mathbf{M}_n(s') \cdot \mathbf{h}_m^*(s') ds' \quad (1.16)$$

Una vez calculados estos elementos quedaría definida la matriz de acoplamiento de impedancia ($\bar{\mathbf{Z}}$) del siguiente modo:

$$\bar{\mathbf{Z}} = \begin{bmatrix} Z_{1,1} & Z_{1,2} & \dots & Z_{1,N} \\ \vdots & \cdot & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ Z_{M,1} & Z_{M,2} & \dots & Z_{M,N} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

Para poder resolver esta matriz de acoplamiento de impedancia aún se necesita conocer el valor de $\mathbf{M}_n(s')$, que se calcula aplicando el Método de los Momentos (MoM) junto con el procedimiento de Galerkin [4]. Para ello, expandimos las corrientes $\mathbf{M}_n(s')$ como el siguiente sumatorio de funciones de base:

$$\mathbf{M}_n(s') = \sum_{k=1}^{N_b} \alpha_{n,k} \mathbf{h}_k(s') \quad (1.18)$$

En la ecuación (1.18), N_b es el número de funciones base usadas en el método de los momentos y $\alpha_{n,k}$ son los coeficientes, todavía desconocidos. En este caso las funciones de base son igual a las funciones de test ($\mathbf{h}_k = \mathbf{h}_i$). No confundir estas funciones de test y de base con \mathbf{h}_m , que son las funciones vectoriales magnéticas correspondientes a los

modos de la guía rectangular.

Usando la expansión de la ecuación (1.18) en la ecuación (1.12), queda la siguiente igualdad:

$$\int_{ap} \mathbf{h}_i(s) \mathbf{h}_n(s) ds = \sum_{k=1}^{N_b} \alpha_{n,k} \sum_{m=N+1}^{\infty} Y_m^T \int_{ap} \mathbf{h}_k(s') \cdot \mathbf{h}_m^*(s') ds' \int_{ap} \mathbf{h}_i(s) \cdot \mathbf{h}_m(s) ds \quad (1.19)$$

Esta ecuación también se puede escribir del siguiente modo,

$$C_{i,n} = \sum_{k=1}^{N_b} \alpha_{n,k} \sum_{m=N+1}^{\infty} Y_m^T C_{k,m} C_{i,m} \quad (1.20)$$

donde las integrales de acoplo son las siguientes:

$$C_{i,n} = \int_{ap} \mathbf{h}_i(s) \cdot \mathbf{h}_n(s) ds \quad (1.21)$$

$$C_{k,m} = \int_{ap} \mathbf{h}_k(s') \cdot \mathbf{h}_m^*(s') ds' \quad (1.22)$$

$$C_{i,m} = \int_{ap} \mathbf{h}_i(s) \cdot \mathbf{h}_m(s) ds \quad (1.23)$$

En el caso de que tener una apertura con forma rectangular, las funciones de base y test usadas en el MoM serían las funciones vectoriales modales correspondientes a los modos de la apertura rectangular. En este caso, las integrales de acoplo de las ecuaciones (1.21), (1.22) y (1.23), se pueden calcular de forma analítica. Esta resolución se encuentra detallada en el Apéndice A.

Resueltas estas integrales de acoplo, ya se pueden conocer las expresiones de los elementos de la matriz de impedancias, que son las que se muestran a continuación:

$$Z_{m,n} = \sum_{k=1}^{N_b} \alpha_{n,k} \int_{ap} \mathbf{h}_k(s') \cdot \mathbf{h}_m(s') ds' = \sum_{k=1}^{N_b} \alpha_{n,k} C_{k,m} \quad (1.24)$$

1.2. Obtención de los parámetros S a partir de la formulación MEN

En esta sección se calcularán los parámetros S cuando el modo fundamental es la excitación y no tenemos puertos de excitación en la discontinuidad, o lo que es lo mismo, cuando el primer modo accesible es la excitación. Para ello se presenta en la Figura 1.3 una guía de onda con un iris rectangular zero-thickness, que será la estructura que analizaremos con dicha formulación.

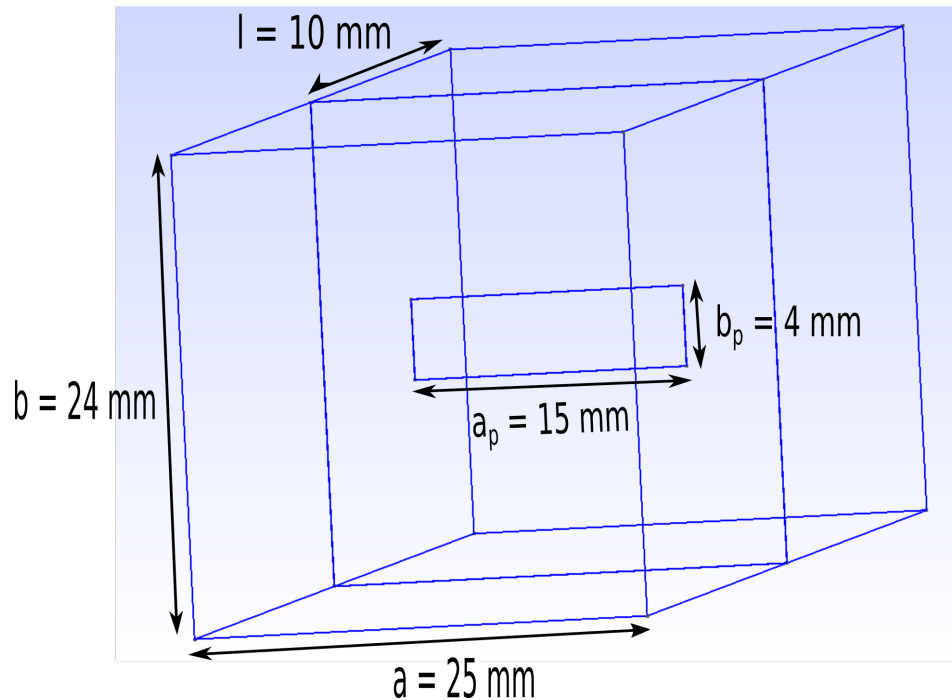


Figura 1.3: Guía de onda con un iris rectangular de espesor nulo como discontinuidad.

Para calcular los parámetros S, primero se analiza dicha discontinuidad usando la formulación de Red Multimodo Equivalente descrita en la sección 1.1. Tras ello, se obtendrá la admitancia de entrada para, posteriormente calcular los parámetros S. En la Figura 1.4 se muestra la red equivalente de la estructura presentada en la Figura 1.3 cuando el modo fundamental es la excitación.

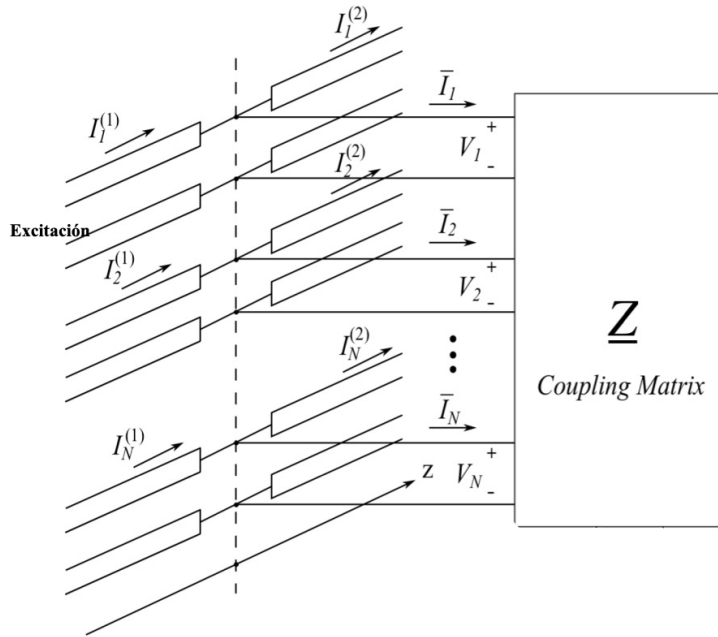


Figura 1.4: Red equivalente de la estructura presentada en la Figura 1.3.

Antes de plantear el sistema de ecuaciones hay que aclarar que el primer modo accesible del medio 1 es el que se corresponde con la excitación (ver Figura 1.4) y, por tanto, se corresponderá con nuestro puerto 1. Ese mismo modo pero en el medio 2 representará el puerto 2. Esta aclaración será de utilidad cuando se planteen las expresiones del cálculo de los parámetros S.

En primer lugar se planteará un sistema de ecuaciones con las tensiones y corrientes modales totales, para así, poder calcular la admitancia a la entrada y la transadmitancia.

$$\left. \begin{aligned}
 V_1 &= Z_{11}\bar{I}_1 + Z_{12}\bar{I}_2 + \dots + Z_{1N}\bar{I}_N \\
 V_2 &= Z_{21}\bar{I}_1 + Z_{22}\bar{I}_2 + \dots + Z_{2N}\bar{I}_N \\
 &\vdots \\
 &\vdots \\
 &\vdots \\
 V_N &= Z_{N1}\bar{I}_1 + Z_{N2}\bar{I}_2 + \dots + Z_{NN}\bar{I}_N
 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \text{Sistema de ecuaciones} \quad (1.25)$$

Este sistema de ecuaciones se obtiene de desarrollar la ecuación (1.14) y la matriz $\bar{\mathbf{Z}}$ de la ecuación (1.17). Viendo el sentido de las corrientes, y teniendo en cuenta que, para el cálculo de los parámetros S, los puertos que no corresponden a la excitación se cargan con la impedancia característica de ese modo en dicho medio, podemos aplicar las siguientes relaciones:

$$\left. \begin{aligned} V_n &= -\bar{I}_n Z_{pn} \\ Z_{pn} &= Z_n^{(1)} || Z_n^{(2)} \end{aligned} \right\} \quad (1.26)$$

Una vez aplicadas las relaciones anteriores, el sistema de la ecuación (1.25) queda del siguiente modo:

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= Z_{11}\bar{I}_1 + Z_{12}\bar{I}_2 + \dots + Z_{1N}\bar{I}_N \\ 0 &= Z_{21}\bar{I}_1 + (Z_{22} + Z_{p2})\bar{I}_2 + \dots + Z_{2N}\bar{I}_N \\ &\vdots \\ &\vdots \\ 0 &= Z_{N1}\bar{I}_1 + Z_{N2}\bar{I}_2 + \dots + (Z_{NN} + Z_{pn})\bar{I}_N \end{aligned} \right\} \quad (1.27)$$

Este sistema puede escribirse en forma matricial, separando las impedancias totales de los modos (Z_{pn}) y las impedancias de la matriz de acoplo:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Z_{p2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & Z_{pN} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \bar{I}_1 \\ \bar{I}_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ \bar{I}_N \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

Usando el voltage V_1 como excitación, el sistema puede escribirse de la siguiente manera, quedando como nuevas incógnitas las corrientes modales entre la tensión V_1 ,

$$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Z_{p2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & Z_{pN} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \frac{\bar{I}_1}{V_1} \\ \frac{\bar{I}_2}{V_1} \\ \vdots \\ \vdots \\ \frac{\bar{I}_N}{V_1} \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

donde este último vector columna, representa el vector de transadmitancias necesario para calcular los parámetros S. A continuación, se resuelve el sistema para el primer valor de dicho vector, que se corresponde con la admitancia de entrada ($Y_{IN} = \frac{\bar{I}_1}{V_1}$) en el primer puerto de la red equivalente de la Figura 1.4.

Una vez obtenida la admitancia de entrada, se simplifica el problema a un circuito de dos puertos y se plantean las ondas de potencia en el siguiente circuito:

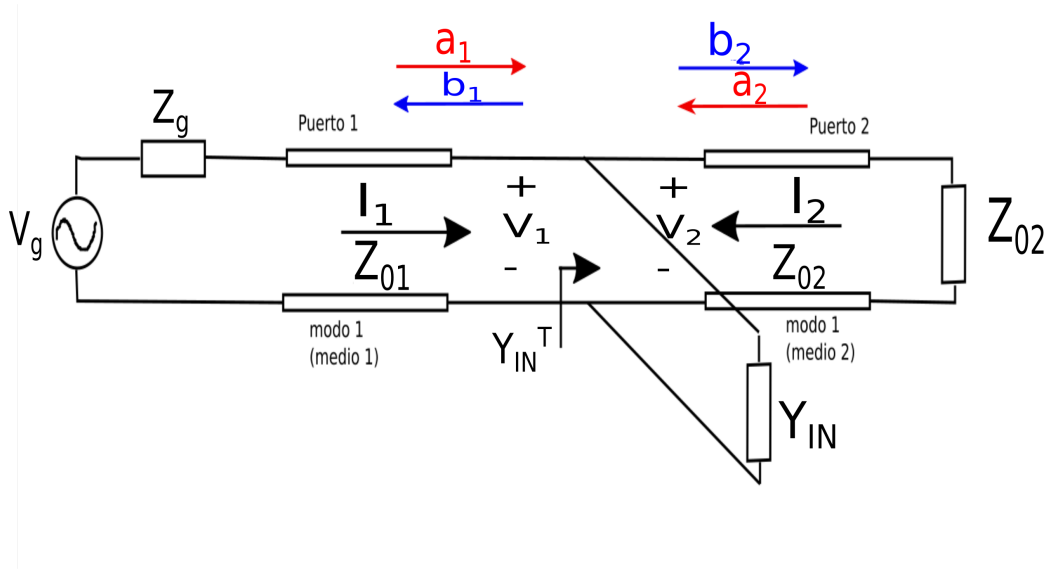


Figura 1.5: Representación equivalente del circuito simplificado de dos puertos.

En el circuito de la Figura 1.5, la impedancia característica de la línea 1 (Z_{01}) es la impedancia característica modal del modo 1 en el medio (1), y la impedancia característica de la línea 2 (Z_{02}) es la impedancia modal del modo 1 en el medio (2).

En base al esquema de la Figura 1.5, el parámetro S_{11} se puede obtener como:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} = \frac{V_1 - Z_{01}I_1}{V_1 + Z_{01}I_1} = \frac{1 - Z_{01}Y_{IN}^T}{1 + Z_{01}Y_{IN}^T} \quad (1.30)$$

Se desglosa Y_{IN}^T de acuerdo a lo que se ve en el circuito anterior, quedando,

$$Y_{IN}^T = Y_{IN} + Y_{02} \implies Y_{02} = \frac{1}{Z_{02}} \quad (1.31)$$

donde Y_{IN} se ha obtenido mediante la resolución del planteado en la ecuación (1.29).

Por último, se calcula el parámetro S_{21} de la siguiente forma,

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} = \frac{V_2 - Z_{02}I_2}{V_1 + Z_{01}I_1} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} = \frac{I_2}{V_1} \frac{V_2 - Z_{02}}{1 + Z_{01}Y_{IN}^T} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} = Y_{tran}^T \frac{-2Z_{02}}{1 + Z_{01}Y_{IN}^T} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \quad (1.32)$$

donde Y_{tran}^T se puede calcular en función de Y_{IN} de la siguiente forma:

$$Y_{tran} = \frac{I_2}{V_1} \implies \frac{\bar{I}_1}{V_1} = \frac{I_1 + I_2}{V_1} = Y_{IN}^T + Y_{tran}^T \quad (1.33)$$

$$Y_{tran}^T = Y_{IN} - Y_{IN}^T \quad (1.34)$$

En resumen, para analizar la discontinuidad bajo estudio mediante sus parámetros S, primero se obtendría la red equivalente usando la formulación descrita en la sección 1.1 y, posteriormente, se obtendrían los parámetros S a partir de la matriz de impedancias, siguiendo el procedimiento descrito en la sección 1.2.

Con el fin de validar los desarrollos teóricos descritos en estas dos secciones, se ha implementado este procedimiento en MATLAB mediante un código que, dado una discontinuidad específica, calcula los parámetros S. Dichos parámetros S pueden ser comparados con FEST3D (ver Apéndice B para más detalles) ya que implementa una formulación similar a la desarrollada en este proyecto. Para probar esta formulación se utilizarán dos guías comerciales, la guía WR-90 y la guía WR-75. Además, se caracterizará otra guía con unas dimensiones que no sean las de una guía comercial, para asegurar el correcto funcionamiento de la formulación y del programa de MATLAB. Estos resultados serán mostrados y explicados en el Capítulo 3.

Capítulo 2

Red Multimodo Equivalente cuando existen varias discontinuidades en la estructura bajo estudio

Este capítulo hace referencia a la segunda parte del trabajo. En él se desarrolla la Red Multimodo Equivalente cuando existen varias discontinuidades de espesor nulo como la estudiada en el capítulo anterior, en la estructura en guía. Dicho desarrollo no tendrá en cuenta las excitaciones laterales de las discontinuidades, ya que la única excitación que se considerará en este tipo de estructuras proviene de uno de los modos que se estarán propagando en la guía (normalmente será el modo fundamental).

En la Figura 2.1 se muestra un esquemático de la geometría bajo estudio.

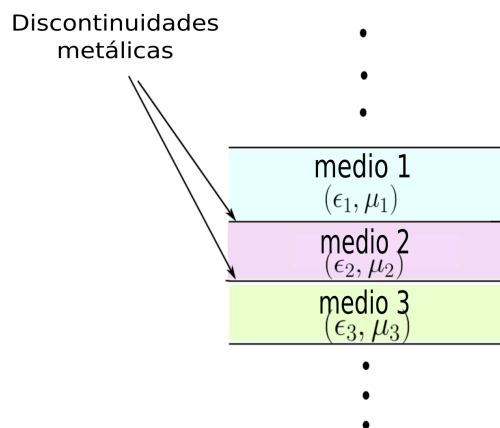


Figura 2.1: Esquema de la geometría bajo estudio.

El procedimiento a seguir en este capítulo será muy similar al del capítulo anterior. Usando la formulación MEN descrita en la sección 1.1, se podrá obtener la red equivalente de cada discontinuidad. Por otro lado, los medios intermedios entre discontinuidades,

se caracterizarán usando su modelo de líneas de transmisión, donde la constante de propagación y la impedancia de la línea será la del modo correspondiente en el medio correspondiente.

Por último, se hará un análisis mediante la relación de tensiones y corrientes en las diferentes partes de la estructura para tener una red final que caracterice toda la estructura y que permita obtener directamente los parámetros S. Esto permitirá la caracterización de cualquier estructura en guía de onda rectangular de dimensiones arbitrarias con iris de forma rectangular igualmente de dimensiones arbitrarias. Una vez desarrollada y programada esta formulación, ya se podrá realizar la caracterización de filtros de microondas reales que requieran de la utilización de esta estructura multicapa.

2.1. Desarrollo matemático de la Red Multimodo Equivalente cuando existen varias discontinuidades

En este primer apartado de este capítulo se desarrollarán las diferentes etapas o pasos a seguir para conseguir una Red Multimodo Equivalente cuando existen varias discontinuidades de espesor nulo en una estructura en guía de onda rectangular. Dicha estructura tiene 3 discontinuidades y 2 tramos intermedios de longitud l_i , que como se ha comentado anteriormente esta distancia será de gran importancia. Por tanto, la formulación se va a desarrollar sobre una estructura como la que se muestra en la Figura 2.2:

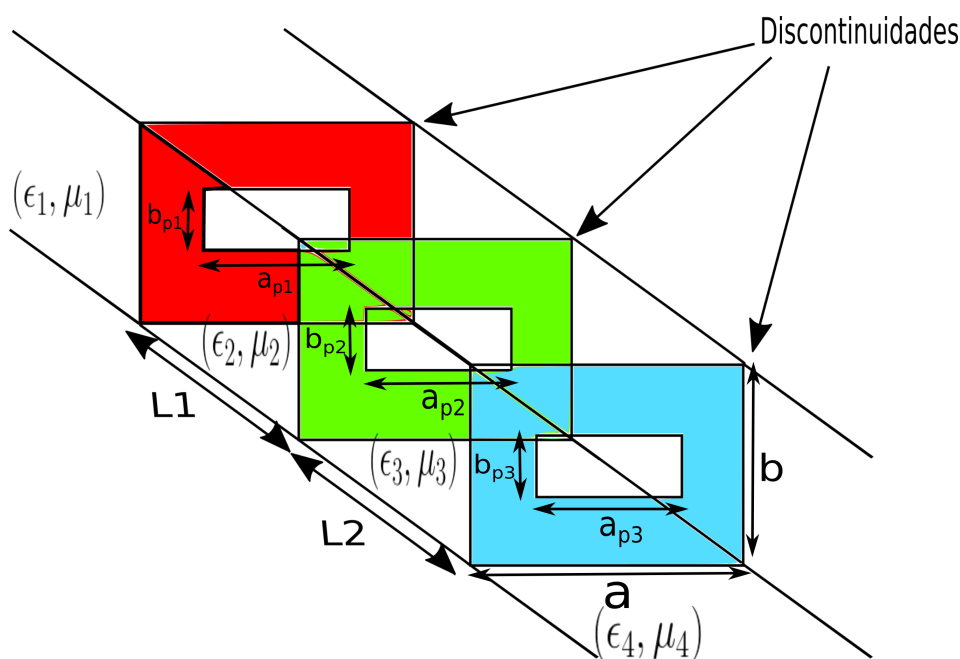


Figura 2.2: Guía de onda con 3 aperturas de espesor nulo.

Como se ha comentado anteriormente, cada una de las discontinuidades de la Figura 2.2 se caracteriza usando su Red Multimodo Equivalente. Dicha red se puede obtener usando el análisis descrito en la sección 1.1. A continuación, los modos accesibles en los medios intermedios se caracterizan usando el modelo de líneas de transmisión. Por ello, en primer lugar se calcularán los parámetros Z de una línea de transmisión de longitud l_i , que serán los parámetros Z de los tramos intermedios. Para dicho cálculo, se utilizará el circuito equivalente de línea de transmisión descrito en [6] y que está recogido en la Figura 2.3.

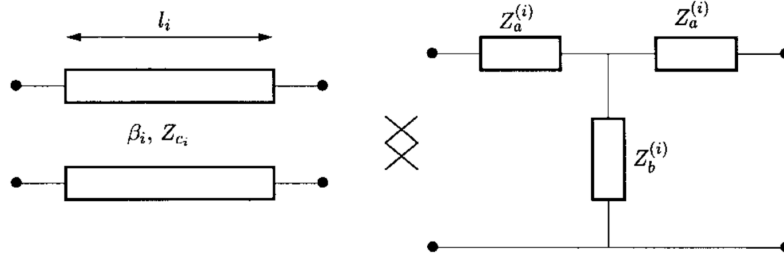


Figura 2.3: Red de impedancia equivalente de una línea de transmisión de longitud l_i .

Las expresiones de las impedancias Z_a y Z_b son las siguientes:

$$\begin{aligned} Z_a^{(i)} &= jZ_{ci} \tan(\beta_i \frac{l_i}{2}) \\ Z_b^{(i)} &= -jZ_{ci} \operatorname{cosec}(\beta_i l_i) \end{aligned} \quad (2.1)$$

En la implementación en MATLAB, para asegurar que no hay ninguna singularidad para los modos que están al corte en la guía de onda, se usarán las expresiones equivalentes para Z_a y Z_b :

$$\begin{aligned} Z_a^{(i)} &= jZ_{ci} \tan(\beta_i l_i) (1 - \cos(\beta_i l_i)) \\ Z_b^{(i)} &= -jZ_{ci} \operatorname{cosec}(\beta_i l_i) \end{aligned} \quad (2.2)$$

Por tanto, los parámetros Z de estas líneas internas (que en nuestro problema se usarán para modelar los modos en las secciones de dieléctrico) a partir de las impedancias Z_a y Z_b se pueden calcular del siguiente modo:

$$\begin{aligned} Z_{11}^{(i)} &= Z_{22}^{(i)} = Z_a^{(i)} + Z_b^{(i)} \\ Z_{12}^{(i)} &= Z_{21}^{(i)} = Z_b^{(i)} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Una vez caracterizadas las discontinuidades y los modos en los medios intermedios, ya es posible analizar la estructura completa, buscando una relación de las tensiones y corrientes de salida en función de las de entrada. Para hacer la nomenclatura de esta estructura más sencilla pondremos primero las relaciones correspondientes a cada discontinuidad y líneas internas (diferenciando cada modo accesible) de tal forma que después se coloquen directamente en el circuito y de ahí se obtengan las relaciones deseadas. En el desarrollo que se muestra a continuación, se van a considerar 2 modos accesibles, 3 discontinuidades y por tanto 2 medios intermedios (ver Figura 2.2).

En primer lugar se escriben las ecuaciones tensión-corriente para cada discontinuidad, obtenidas mediante el desarrollo descrito en la sección 1.2. Las expresiones que se muestran a continuación se pueden ver representadas en la Figura 2.4.

$$V_m = \sum_{n=1}^N \bar{I}_n Z_{m,n} \quad (2.4)$$

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= Z_{11}\bar{I}_1 + Z_{12}\bar{I}_2 \\ V_2 &= Z_{21}\bar{I}_1 + Z_{22}\bar{I}_2 \end{aligned} \right\} \implies \text{Discontinuidad 1} \quad (2.5)$$

$$\left. \begin{aligned} V'_1 &= Z'_{11}\bar{I}'_1 + Z'_{12}\bar{I}'_2 \\ V'_2 &= Z'_{21}\bar{I}'_1 + Z'_{22}\bar{I}'_2 \end{aligned} \right\} \implies \text{Discontinuidad 2} \quad (2.6)$$

$$\left. \begin{aligned} V''_1 &= Z''_{11}\bar{I}''_1 + Z''_{12}\bar{I}''_2 \\ V''_2 &= Z''_{21}\bar{I}''_1 + Z''_{22}\bar{I}''_2 \end{aligned} \right\} \implies \text{Discontinuidad 3} \quad (2.7)$$

A continuación se escriben las ecuaciones correspondientes a los medios internos. Como se ha comentado, los modos en estos medios se analizan como líneas de transmisión de longitud l_i , por lo que se escribirán las ecuaciones de dichas líneas, para cada medio y para cada modo accesible.

Las expresiones son las siguientes (ver expresiones representadas en la Figura 2.4):

1ª línea de transmisión:

$$\left. \begin{aligned} V_1''' &= Z'''_{11}I_1''' + Z'''_{12}I_2''' \\ V_2''' &= Z'''_{21}I_1''' + Z'''_{22}I_2''' \end{aligned} \right\} \implies \text{Modo 1} \quad (2.8)$$

$$\left. \begin{aligned} V_1^{IV} &= Z^{IV}_{11}I_1^{IV} + Z^{IV}_{12}I_2^{IV} \\ V_2^{IV} &= Z^{IV}_{21}I_1^{IV} + Z^{IV}_{22}I_2^{IV} \end{aligned} \right\} \implies \text{Modo 2} \quad (2.9)$$

2ª línea de transmisión:

$$\left. \begin{aligned} V_1^V &= Z^V_{11}I_1^V + Z^V_{12}I_2^V \\ V_2^V &= Z^V_{21}I_1^V + Z^V_{22}I_2^V \end{aligned} \right\} \implies \text{Modo 1} \quad (2.10)$$

$$\left. \begin{aligned} V_1^{VI} &= Z^{VI}_{11}I_1^{VI} + Z^{VI}_{12}I_2^{VI} \\ V_2^{VI} &= Z^{VI}_{21}I_1^{VI} + Z^{VI}_{22}I_2^{VI} \end{aligned} \right\} \implies \text{Modo 2} \quad (2.11)$$

Una vez escritas todas las ecuaciones se procederá a posicionar las tensiones y corrientes escritas en la Figura 2.4, en la cual se harán una serie de relaciones que se verán posteriormente para poder relacionar los parámetros deseados. Por tanto, el circuito equivalente de la estructura presentada en la Figura 2.2 se muestra en la Figura 2.4.

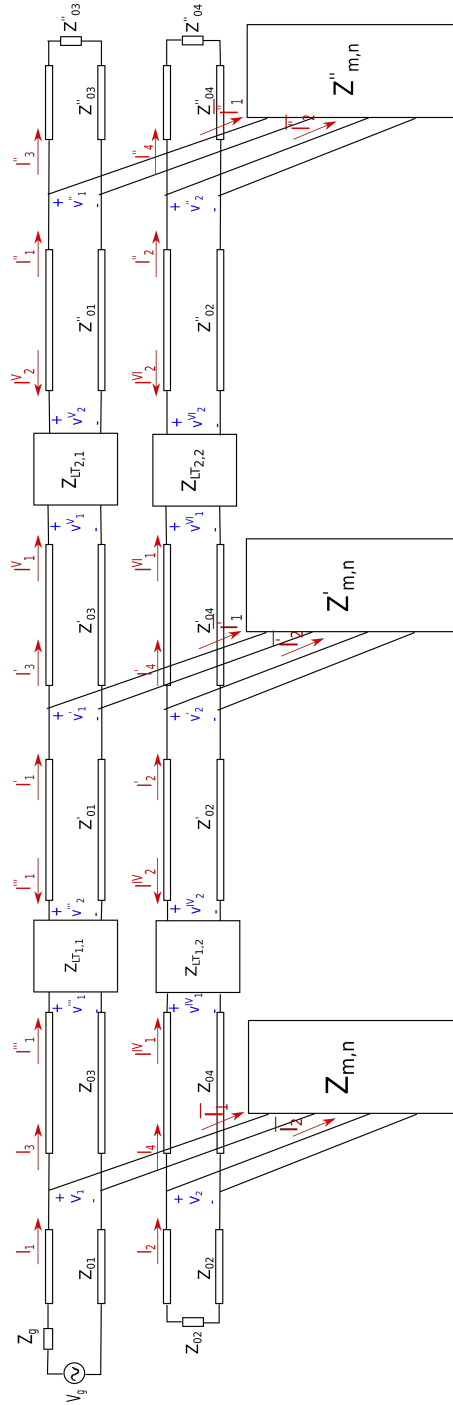


Figura 2.4: Circuito equivalente de la estructura presentada en la Figura 2.2 que cuenta con 2 medios internos y 3 discontinuidades.

Cabe destacar que en esta figura los modos exteriores se han cargado con la impedancia característica modal ya que esta red se usará para el cálculo de los parámetros S.

De las ecuaciones escritas anteriormente, una vez puestas sobre el circuito, se puede ver que se cumplen ciertas igualdades. Estas igualdades son las siguientes:

- Igualdades en las corrientes:

$$\begin{aligned}
I_3 &= I_1''' \mid I_1' = -I_2''' \mid I_1'' = -I_2^V \mid I_3' = I_1^V \\
I_4 &= I_1^{IV} \mid I_2' = -I_2^{IV} \mid I_2'' = -I_2^{VI} \mid I_4' = I_1^{VI} \\
\bar{I}_1 &= I_1 - I_3 \mid \bar{I}_1' = I_1' - I_3' \mid \bar{I}_1'' = I_1'' - I_3'' \\
\bar{I}_2 &= I_2 - I_4 \mid \bar{I}_2' = I_2' - I_4'
\end{aligned} \tag{2.12}$$

- Igualdades en las tensiones:

$$\begin{aligned}
V_1 &= V_1''' \mid V_1' = V_2''' = V_1^V \mid V_1'' = V_2^V \\
V_2 &= V_1^{IV} \mid V_2' = V_2^{IV} = V_1^{VI} \mid V_2'' = V_2^{VI}
\end{aligned} \tag{2.13}$$

A continuación se busca relacionar todas las tensiones y corrientes. Para ello hay que desdoblar las ecuaciones hacia el medio anterior y posterior de modo que el número de ecuaciones e incógnitas en el sistema sea el mismo. Con estos cambios se conseguirá obtener la matriz equivalente debido a las diferentes discontinuidades. Se trata de realizar lo siguiente en cada discontinuidad y formar un sistema:

$$\begin{aligned}
V_1 &= Z_{11}(I_1 - I_3) + Z_{12}(I_2 - I_4) \\
V_2 &= Z_{21}(I_1 - I_3) + Z_{22}(I_2 - I_4)
\end{aligned} \tag{2.14}$$

Por tanto, siguiendo este procedimiento el sistema total que abarca todas las discontinuidades queda:

$$\begin{aligned}
V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 - Z_{11}I_3 - Z_{12}I_4 + 0I_1' + 0I_2' + 0I_3' + 0I_4' + 0I_1'' + 0I_2'' + 0I_3'' + 0I_4'' \\
V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 - Z_{11}I_3 - Z_{12}I_4 + 0I_1' + 0I_2' + 0I_3' + 0I_4' + 0I_1'' + 0I_2'' + 0I_3'' + 0I_4'' \\
V_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 - Z_{21}I_3 - Z_{22}I_4 + 0I_1' + 0I_2' + 0I_3' + 0I_4' + 0I_1'' + 0I_2'' + 0I_3'' + 0I_4'' \\
V_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 - Z_{21}I_3 - Z_{22}I_4 + 0I_1' + 0I_2' + 0I_3' + 0I_4' + 0I_1'' + 0I_2'' + 0I_3'' + 0I_4'' \\
V_1' &= 0I_1 + 0I_2 + 0I_3 + 0I_4 + Z_{11}'I_1' + Z_{12}'I_2' - Z_{11}'I_3' - Z_{12}'I_4' + 0I_1'' + 0I_2'' + 0I_3'' + 0I_4'' \\
V_1' &= 0I_1 + 0I_2 + 0I_3 + 0I_4 + Z_{11}'I_1' + Z_{12}'I_2' - Z_{11}'I_3' - Z_{12}'I_4' + 0I_1'' + 0I_2'' + 0I_3'' + 0I_4'' \\
V_2' &= 0I_1 + 0I_2 + 0I_3 + 0I_4 + Z_{21}'I_1' + Z_{22}'I_2' - Z_{21}'I_3' - Z_{22}'I_4' + 0I_1'' + 0I_2'' + 0I_3'' + 0I_4'' \\
V_2' &= 0I_1 + 0I_2 + 0I_3 + 0I_4 + Z_{21}'I_1' + Z_{22}'I_2' - Z_{21}'I_3' - Z_{22}'I_4' + 0I_1'' + 0I_2'' + 0I_3'' + 0I_4'' \\
V_1'' &= 0I_1 + 0I_2 + 0I_3 + 0I_4 + 0I_1' + 0I_2' - 0I_3' - 0I_4' + Z_{11}''I_1'' + Z_{12}''I_2'' - Z_{11}''I_3'' - Z_{12}''I_4'' \\
V_1'' &= 0I_1 + 0I_2 + 0I_3 + 0I_4 + 0I_1' + 0I_2' - 0I_3' - 0I_4' + Z_{11}''I_1'' + Z_{12}''I_2'' - Z_{11}''I_3'' - Z_{12}''I_4'' \\
V_2'' &= 0I_1 + 0I_2 + 0I_3 + 0I_4 + 0I_1' + 0I_2' - 0I_3' - 0I_4' + Z_{21}''I_1'' + Z_{22}''I_2'' - Z_{21}''I_3'' - Z_{22}''I_4'' \\
V_2'' &= 0I_1 + 0I_2 + 0I_3 + 0I_4 + 0I_1' + 0I_2' - 0I_3' - 0I_4' + Z_{21}''I_1'' + Z_{22}''I_2'' - Z_{21}''I_3'' - Z_{22}''I_4''
\end{aligned} \tag{2.15}$$

Este sistema de ecuaciones se puede representar de forma matricial y quedaría del siguiente modo,

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_1 \\ V_2 \\ V_2 \\ V_1' \\ V_1' \\ V_2' \\ V_2' \\ V_1'' \\ V_1'' \\ V_2'' \\ V_2'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & -Z_{11} & -Z_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_{11} & Z_{12} & -Z_{11} & -Z_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_{21} & Z_{22} & -Z_{21} & -Z_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_{21} & Z_{22} & -Z_{21} & -Z_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z'_{11} & Z'_{12} & -Z'_{11} & -Z'_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z'_{11} & Z'_{12} & -Z'_{11} & -Z'_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z'_{21} & Z'_{22} & -Z'_{21} & -Z'_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z'_{21} & Z'_{22} & -Z'_{21} & -Z'_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{11} & Z''_{12} & -Z''_{11} & -Z''_{12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{11} & Z''_{12} & -Z''_{11} & -Z''_{12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{21} & Z''_{22} & -Z''_{21} & -Z''_{22} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{21} & Z''_{22} & -Z''_{21} & -Z''_{22} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_1' \\ I_2' \\ I_3' \\ I_4' \\ I_1'' \\ I_2'' \\ I_3'' \\ I_4'' \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

donde esta matriz diagonal de impedancias es la matriz resultante de tener en cuenta las discontinuidades de la estructura de la Figura 2.2.

Otro cambio que se realizará es la intercalación de V_1 , V_2 , V_1' , V_2' , etc. De este modo será más fácil la programación de la matriz de admitancias debido a las discontinuidades. La forma en la que quedaría este ejemplo haciendo esta intercalación es la siguiente:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_1 \\ V_2 \\ V_1' \\ V_2' \\ V_1' \\ V_2' \\ V_1'' \\ V_2'' \\ V_1'' \\ V_2'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & -Z_{11} & -Z_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_{21} & Z_{22} & -Z_{21} & -Z_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_{11} & Z_{12} & -Z_{11} & -Z_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_{21} & Z_{22} & -Z_{21} & -Z_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z'_{11} & Z'_{12} & -Z'_{11} & -Z'_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z'_{21} & Z'_{22} & -Z'_{21} & -Z'_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z'_{11} & Z'_{12} & -Z'_{11} & -Z'_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z'_{21} & Z'_{22} & -Z'_{21} & -Z'_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{11} & Z''_{12} & -Z''_{11} & -Z''_{12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{21} & Z''_{22} & -Z''_{21} & -Z''_{22} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{11} & Z''_{12} & -Z''_{11} & -Z''_{12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{21} & Z''_{22} & -Z''_{21} & -Z''_{22} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_1' \\ I_2' \\ I_3' \\ I_4' \\ I_1'' \\ I_2'' \\ I_3'' \\ I_4'' \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

A la matriz obtenida en la ecuación (2.17), resultado de considerar las 3 discontinuidades, la llamaremos $Z_{m,n}^T$. De esta forma, el sistema dado en la ecuación (2.17) quedaría:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_1 \\ V_2 \\ V_1' \\ V_2' \\ V_1' \\ V_2' \\ V_1'' \\ V_2'' \\ V_1'' \\ V_2'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \end{bmatrix} Z_{m,n}^T \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_1' \\ I_2' \\ I_3' \\ I_4' \\ I_1'' \\ I_2'' \\ I_3'' \\ I_4'' \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Dos aspectos importantes de la matriz Z_{mn} son:

- En primer lugar, que es una matriz diagonal por bloques, donde cada conjunto de matrices de la diagonal hace referencia a una discontinuidad diferente de la estructura (se puede ver la distinción en los superíndices).
- En segundo lugar, se puede apreciar que cada matriz que compone la diagonal, realmente está formada por cuatro matrices de impedancias como la que se ha descrito en el Capítulo 1. Esto es debido al desdoble de ecuaciones que se realiza en la ecuación (2.15) para tener el mismo número de ecuaciones que de incógnitas. También hay que destacar que el tamaño de estas matrices elementales variará dependiendo del número de modos accesibles. En este caso el orden es 2×2 debido a que solo se han considerado 2 modos accesibles.

Continuando con la formulación, ahora es necesario realizar un desarrollo que nos permita relacionar las salidas con las entradas, de forma que se tengan en cuenta las líneas internas. Para ello se hará uso de las relaciones dadas en las ecuaciones (2.12) y (2.13), y se procederá a reescribir las ecuaciones (2.7), (2.8), (2.9), (2.10) y (2.11), de forma que relacionando tensiones se obtengan las relaciones deseadas.

Las expresiones que se obtienen son:

$$\left. \begin{aligned} V_2 &= -I_2 Z_{02} \\ V_2^V &= Z_{21}^V I_1^V + Z_{22}^V I_2^V \end{aligned} \right\} \quad (2.19)$$

$$\left. \begin{aligned} V_1 &\longrightarrow \text{excitation} \\ V_2 &= V_1''' = Z_{11}''' I_1''' + Z_{12}''' I_2''' = Z_{11}''' I_1''' - Z_{12}''' I_1' \end{aligned} \right\} \quad (2.20)$$

$$\left. \begin{aligned} V_1' &= V_2''' = V_1^V = Z_{11}^V I_1^V + Z_{12}^V I_2^V = Z_{11}^V I_3' - Z_{12}^V I_1'' = Z_{21}''' I_3 - Z_{22}''' I_1' \\ V_2' &= V_2^{IV} = V_1^{VI} = Z_{11}^{VI} I_{VI} + Z_{12}^{VI} I_2^{VI} = Z_{11}^{VI} I_4' - Z_{12}^{VI} I_2'' = Z_{21}^{IV} I_4 - Z_{22}^{IV} I_2' \end{aligned} \right\} \quad (2.21)$$

$$\left. \begin{aligned} V_1'' &= Z_{03}'' I_3'' \\ V_2^V &= V_1'' = Z_{21}^V I_1^V + Z_{22}^V I_2^V = Z_{21}^V I_3' - Z_{22}^V I_1'' \end{aligned} \right\} \quad (2.22)$$

$$\left. \begin{aligned} V_2'' &= Z_{04}'' I_4'' \\ V_2^{VI} &= V_2'' = Z_{21}^{VI} I_1^{VI} + Z_{22}^{VI} I_2^{VI} = Z_{21}^{VI} I_4' - Z_{22}^{VI} I_2'' \end{aligned} \right\} \quad (2.23)$$

Haciendo uso de las relaciones anteriores, escribimos el sistema completo de la siguiente forma matricial.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \left([Z_{m,n}^T] + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_{02} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -Z_{11}''' & 0 & Z_{12}''' & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -Z_{11}^{IV} & 0 & Z_{12}^{IV} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -Z_{21}''' & 0 & Z_{22}''' & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z_{21}^{IV} & 0 & Z_{22}^{IV} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -Z_{11}^V & 0 & Z_{12}^V & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -Z_{11}^{VI} & 0 & Z_{12}^{VI} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -Z_{21}^V & 0 & Z_{22}^V & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -Z_{21}^{VI} & 0 & Z_{22}^{VI} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -Z_{03}'' & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -Z_{04}'' & 0 & 0 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_1' \\ I_2' \\ I_3' \\ I_4' \\ I_1'' \\ I_2'' \\ I_3'' \\ I_4'' \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Una vez calculada la matriz debida a las discontinuidades ($Z_{m,n}^T$) y la matriz que tiene en cuenta las líneas internas, podemos observar que no tiene una forma simétrica (sobre todo es bastante apreciable en $Z_{m,n}^T$). Esto es debido a que la condición de reciprocidad se da cuando las corrientes son definidas como entrantes a la estructura, cosa que no se ha hecho en este caso. Para corregir eso, y que la formulación matemática muestre que es una estructura recíproca hay que definir entrantes las corrientes a las estructuras, por lo que, en este caso, $I_3, I_4, I_3', I_4', I_3''$ y I_4'' cambian su signo. Esto en la ecuación anterior se vería del siguiente modo:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{11} & Z_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{21} & Z_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_{11} & Z_{12} & Z_{11} & Z_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{21} & Z_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z'_{11} & Z'_{12} & Z'_{11} & Z'_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z'_{21} & Z'_{22} & Z'_{21} & Z'_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z'_{11} & Z'_{12} & Z'_{11} & Z'_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z'_{21} & Z'_{22} & Z'_{21} & Z'_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{11} & Z''_{12} & Z''_{11} & Z''_{12} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{21} & Z''_{22} & Z''_{21} & Z''_{22} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{11} & Z''_{12} & Z''_{11} & Z''_{12} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{21} & Z''_{22} & Z''_{21} & Z''_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_{02} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z'''_{11} & 0 & Z'''_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z^{IV}_{11} & 0 & Z^{IV}_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z'''_{21} & 0 & Z'''_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z^{IV}_{21} & 0 & Z^{IV}_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z^V_{11} & 0 & Z^V_{12} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z^{VI}_{11} & 0 & Z^{VI}_{12} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z^V_{21} & 0 & Z^V_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z^{VI}_{21} & 0 & Z^{VI}_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{03} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{04} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ -I_3 \\ -I_4 \\ I'_1 \\ I'_2 \\ -I'_3 \\ -I'_4 \\ I''_1 \\ I''_2 \\ -I''_3 \\ -I''_4 \end{bmatrix} \tag{2.25}$$

2.2. Obtención de los parámetros S en guías rectangulares con más de una discontinuidad.

En esta sección se van a obtener los parámetros S que caracterizan la estructura descrita en la Figura 2.4. En la sección anterior, se ha descrito cómo obtener la red equivalente y el sistema tensión-corriente que caracteriza dicha estructura en guía con tres discontinuidades.

Para obtener los parámetros S, se partirá de la expresión dada en la ecuación (2.24) de la sección anterior:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{11} & Z_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{21} & Z_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_{11} & Z_{12} & Z_{11} & Z_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{21} & Z_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z'_{11} & Z'_{12} & Z'_{11} & Z'_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z'_{21} & Z'_{22} & Z'_{21} & Z'_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z'_{11} & Z'_{12} & Z'_{11} & Z'_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z'_{21} & Z'_{22} & Z'_{21} & Z'_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{11} & Z''_{12} & Z''_{11} & Z''_{12} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{21} & Z''_{22} & Z''_{21} & Z''_{22} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{11} & Z''_{12} & Z''_{11} & Z''_{12} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{21} & Z''_{22} & Z''_{21} & Z''_{22} \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_{02} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z'''_{11} & 0 & Z'''_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z^{IV}_{11} & 0 & Z^{IV}_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z'''_{21} & 0 & Z'''_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z^{IV}_{21} & 0 & Z^{IV}_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z^V_{11} & 0 & Z^V_{12} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z^{VI}_{11} & 0 & Z^{VI}_{12} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z^V_{21} & 0 & Z^V_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z^{VI}_{21} & 0 & Z^{VI}_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{03} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{04} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ -I_3 \\ -I_4 \\ I'_1 \\ I'_2 \\ -I'_3 \\ -I'_4 \\ I''_1 \\ I''_2 \\ -I''_3 \\ -I''_4 \end{bmatrix} \quad (2.26)
 \end{aligned}$$

Una vez se tiene este sistema usamos V_1 como excitación de la estructura, por lo que el sistema pasará a tener la siguiente forma:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{11} & Z_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{21} & Z_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_{11} & Z_{12} & Z_{11} & Z_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{21} & Z_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z'_{11} & Z'_{12} & Z'_{11} & Z'_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z'_{21} & Z'_{22} & Z'_{21} & Z'_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z'_{11} & Z'_{12} & Z'_{11} & Z'_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z'_{21} & Z'_{22} & Z'_{21} & Z'_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{11} & Z''_{12} & Z''_{11} & Z''_{12} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{21} & Z''_{22} & Z''_{21} & Z''_{22} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{11} & Z''_{12} & Z''_{11} & Z''_{12} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{21} & Z''_{22} & Z''_{21} & Z''_{22} \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_{02} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z'''_{11} & 0 & Z'''_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z^{IV}_{11} & 0 & Z^{IV}_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z'''_{21} & 0 & Z'''_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z^{IV}_{21} & 0 & Z^{IV}_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z^V_{11} & 0 & Z^V_{12} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z^{VI}_{11} & 0 & Z^{VI}_{12} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z^V_{21} & 0 & Z^V_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z^{VI}_{21} & 0 & Z^{VI}_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{03} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z''_{04} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1/V_1 \\ I_2/V_1 \\ -I_3/V_1 \\ -I_4/V_1 \\ I'_1/V_1 \\ I'_2/V_1 \\ -I'_3/V_1 \\ -I'_4/V_1 \\ I''_1/V_1 \\ I''_2/V_1 \\ -I''_3/V_1 \\ -I''_4/V_1 \end{bmatrix} \\
 &\quad (2.27)
 \end{aligned}$$

Como se puede apreciar hay una importante diferencia entre este sistema y el sistema final de la sección 1.2. La principal diferencia, y que en este caso será una ventaja, es que mientras que en el otro teníamos una relación de tensiones con corrientes modales totales en los puertos de entrada a la red, aquí es directamente una relación de las tensiones con las corrientes de los modos en los diferentes medios. Por ello, después de resolver el sistema, no habrá que obtener otras expresiones adicionales como en el caso anterior. Para finalizar el análisis, resolvemos el sistema anterior y obtenemos directamente que I_1/V_1 es la admitancia de entrada y $-I''_3/V_1$ es la transadmitancia (ver Figura 2.4).

$$\left. \begin{aligned} I_1/V_1 &= Y_{IN}^T \implies \text{Admitancia de entrada} \\ -I''_3/V_1 &= Y_{tran}^T \implies \text{Transadmitancia} \end{aligned} \right\} \quad (2.28)$$

Se llamará a la admitancia de entrada y la transadmitancia, con el superíndice

“T” (como se puede apreciar en la ecuación (2.27)) para mantener la nomenclatura empleada en la sección 1.2.

Por tanto, una vez obtenidos los parámetros deseados del sistema, ya es posible calcular los parámetros S de la estructura bajo estudio de la siguiente forma,

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} |_{a_2=0} = \frac{V_1 - Z_{01}I_1}{V_1 + Z_{01}I_1} = \frac{1 - Z_{01}Y_{IN}^T}{1 + Z_{01}Y_{IN}^T} \quad (2.29)$$

donde Y_{IN}^T es la admitancia de entrada calculada en el sistema anterior y

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} |_{a_2=0} = \frac{V_1'' - Z_{03}''I_3''}{V_1 - Z_{01}I_1} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{03}''}} = Y_{tran}^T \frac{-2Z_{03}''}{1 + Z_{01}Y_{IN}^T} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{03}''}} \quad (2.30)$$

donde Y_{tran}^T es la transadmitancia del sistema anterior.

Por tanto, una vez formulada la Red Multimodo Equivalente para un número n -ésimo de discontinuidades y su posterior cálculo de los parámetros de Scattering, se procede a la programación en MATLAB de dicha formulación, y a su posterior verificación con programas comerciales como FEST3D.

En la sección 3.2 se pueden ver dichos ejemplos, que validan la formulación desarrollada y programada.

Capítulo 3

Resultados

En este capítulo se mostrarán los resultados de las formulaciones desarrolladas en los Capítulos 1 y 2. Para ello se programarán las funciones correspondientes en MATLAB, y dichos resultados se compararán en una misma gráfica con los de FEST3D, lo cual servirá para validar las formulaciones presentadas. El objetivo principal es validar y entender la técnica desarrollada en estos capítulos para después extenderla al análisis de circuitos planares, ya que estos no pueden ser analizados en FEST3D.

En la primera sección se mostrarán los resultados de la formulación del Capítulo 1, es decir, cuando solo existe una discontinuidad en la guía. En los ejemplos para validar dicha formulación, se utilizarán tanto guías comerciales (como puede ser la WR-90 o la WR-75) como guías de dimensiones arbitrarias. Además, en esta sección se estudiará el caso de tener una apertura descentrada en una guía rectangular. También se realizará, usando el código programado en MATLAB, un análisis paramétrico variando las dimensiones de la apertura. Con ello, se pretende entender el comportamiento electromagnético de la estructura estudiada. Cabe mencionar que los parámetros de convergencia utilizados en las guías de la primera sección son los mismos para las tres guías con las que se realizarán las pruebas. Es importante utilizar un número de términos adecuados en los parámetros de convergencia para obtener resultados precisos a la vez que eficientes computacionalmente. Otro aspecto importante a mencionar es el tiempo que el programa realizado en MATLAB tarda en devolver los resultados, para verificar que es eficiente. Con este tiempo se podrá verificar que el programa realmente es eficiente, en comparación con otros programas como ANSYS HFSS o CST [2],[3], para los que el tiempo de análisis es del orden de varios minutos.

En la segunda y tercera sección se mostraran los resultados del Capítulo 2, en los cuales las estructuras presentan varias discontinuidades. En estas secciones, para la validación de la formulación cuando existen varias discontinuidades en una guía, se probarán guías que presentan dos y tres discontinuidades en su sección transversal. En estas guías habrá que tener en cuenta la separación entre las diferentes discontinuidades de espesor nulo, ya que esto influirá en los resultados. Los parámetros de convergencia para

las guías con 2 y 3 discontinuidades variarán con respecto a los de una discontinuidad. Como en el caso de una discontinuidad, hay que ver de nuevo que el programa sea eficiente, por tanto se medirá el tiempo de análisis para las guías de 2 y 3 discontinuidades.

Por último, para validar la utilidad de la formulación presentada en este proyecto, se mostrará de nuevo una guía de onda WR-90 que constará de 4 secciones de guía con 3 discontinuidades. En este caso, se variará el tamaño de la apertura de espesor nulo, y posteriormente será analizado usando la formulación descrita en el Capítulo 2 y comparado con los resultados de FEST3D. Esta comparación se realizará para verificar que se puede aplicar la teoría de síntesis de filtros y con ello la realización de los mismos usando estructuras similares a las estudiadas a lo largo de este capítulo.

3.1. Parámetros S de una guía con una discontinuidad

3.1.1. Parámetros S de una guía WR-90 con un iris rectangular

La guía WR-90 es una guía de onda rectangular comercial de dimensiones $22,86 \times 10,16$ mm, que pertenece a la banda SHF (*Super High Frequency*). Esta banda comprende el rango de frecuencias de 3-30 GHz, cuya longitud de onda (λ) se encuentra entre los 1 y 10 cm. A estas guías también se le suelen añadir iris que provocan reflexiones (como se comprobará en este mismo punto).

A continuación se representarán los parámetros S de una guía WR-90 con una discontinuidad de espesor nulo (como la que se muestra en la Figura 3.1), cuando la excitación es el primer modo accesible, o modo fundamental. En este caso el análisis se realizará colocando un iris rectangular en la parte central de la guía. Este iris tendrá unas dimensiones de 15×4 mm. Estos parámetros serán comparados con FEST3D para validar la formulación descrita en el Capítulo 1 y el programa que la implementa en MATLAB. Los resultados de esta comparativa se muestran en la Figura 3.2. Para realizar este análisis usando el programa FEST3D se han seguido los pasos descritos en el Apéndice B.

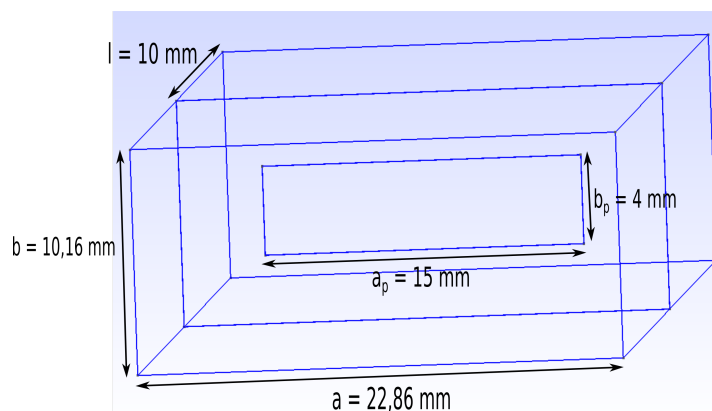


Figura 3.1: Guía WR-90 con apertura de 15×4 mm.

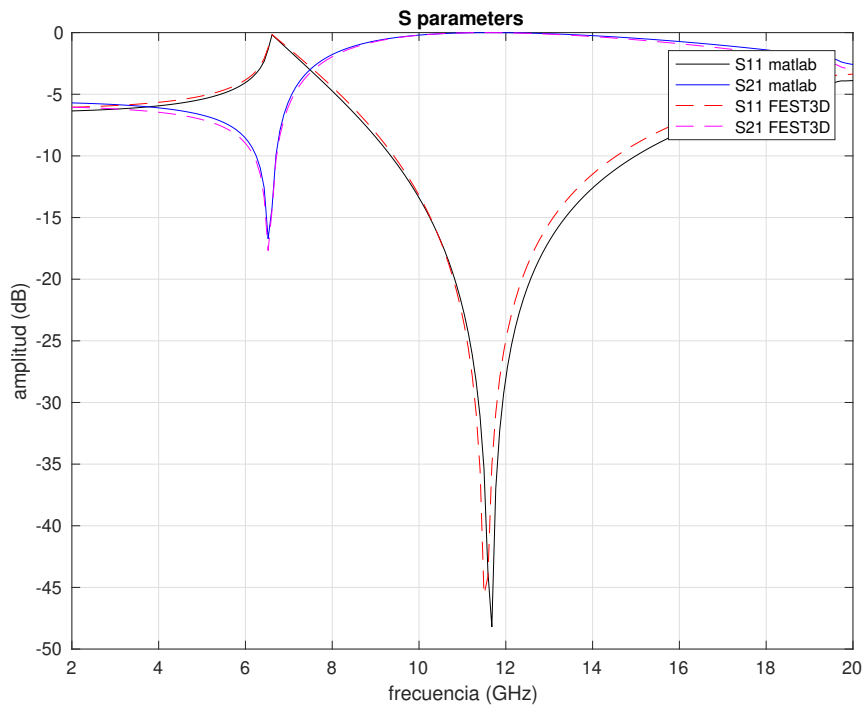


Figura 3.2: Parámetros S de la guía WR-90 de la Figura 3.1: resultados de MATLAB y FEST3D.

En primer lugar comentar que la frecuencia de corte de esta guía es de 6,5 GHz, por lo que a partir de esta frecuencia empezará a propagarse el modo fundamental de la guía y, conforme aumente la frecuencia de trabajo, los siguientes modos de orden superior. En la Figura 3.2 se ve que los resultados que proporciona la formulación desarrollada anteriormente y programada en MATLAB nos ofrece los mismos resultados que FEST3D. Este resultado, con la salvedad de pequeñas diferencias numéricas que se pueden apreciar en la gráfica, debe ser el que se obtenga, ya que como se ha comentado anteriormente, FEST3D aplica un método similar al desarrollado en este trabajo. Es importante comentar el valor de los parámetros de convergencia, como el número de modos accesibles, el número de funciones base o el número de términos en el kernel, ya que un número insuficiente no nos proporcionará un buen resultado, y número sobredimensionado provocará un incremento innecesario en el tiempo de cómputo. Los parámetros usados para este análisis son: 1 modo accesible, 50 de funciones base y 500 términos en el kernel. Se han considerado 200 puntos en frecuencia. Con estos parámetros el tiempo de cómputo es de 2,807 segundos.

3.1.2. Parámetros S de una guía WR-75 con un iris rectangular

Esta guía comercial tiene unas dimensiones de $19,05 \times 9,525$ mm. En este análisis, le añadimos a la guía considerada un iris en la parte central de dimensiones de 15×4 mm como se muestra en la Figura 3.3. La comparación de parámetros S del programa en MATLAB y en FEST3D se muestra en la Figura 3.4:

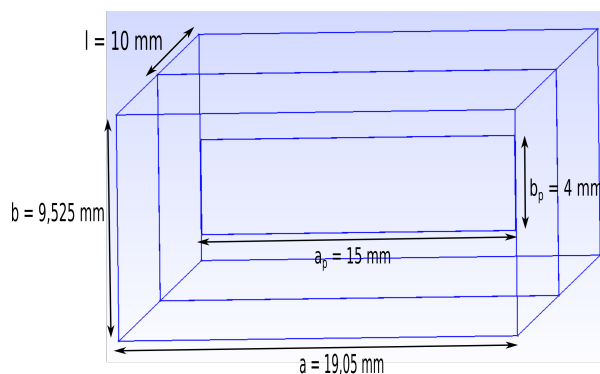


Figura 3.3: Guía WR-75 con apertura de 15×4 mm.

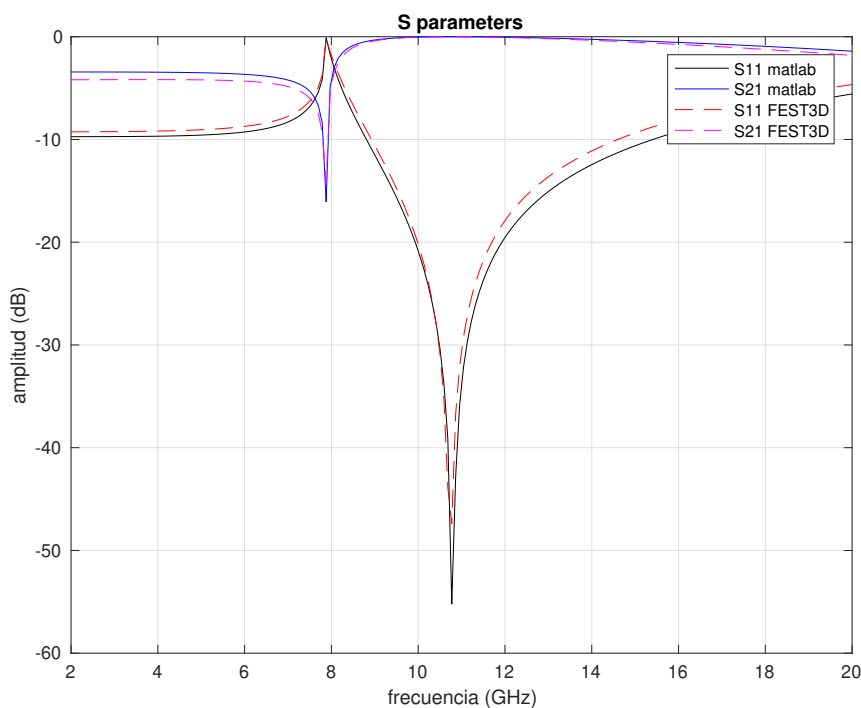


Figura 3.4: Parámetros S de la guía WR-75 de la Figura 3.3: resultados de MATLAB y FEST3D.

Se puede apreciar en la Figura 3.4. que la frecuencia de corte de esta guía es de 7,9 GHz, y por tanto, es cuando comienzan a propagarse los modos accesibles. Los parámetros de convergencia utilizados para este análisis han sido: 1 modo accesible, 50 funciones de base y 500 términos en el kernel. Además se han considerado 200 puntos en frecuencia. Con estos parámetros el tiempo de cómputo es de 3,144 segundos.

3.1.3. Parámetros S de una guía de dimensiones arbitrarias con iris rectangular

En este ejemplo se ha probado con una guía de dimensiones arbitrarias para validar dicha formulación con una guía que no sea comercial. La guía tiene unas dimensiones de 25×24 mm y la apertura sigue siendo de 15×4 mm (ver Figura 3.5).

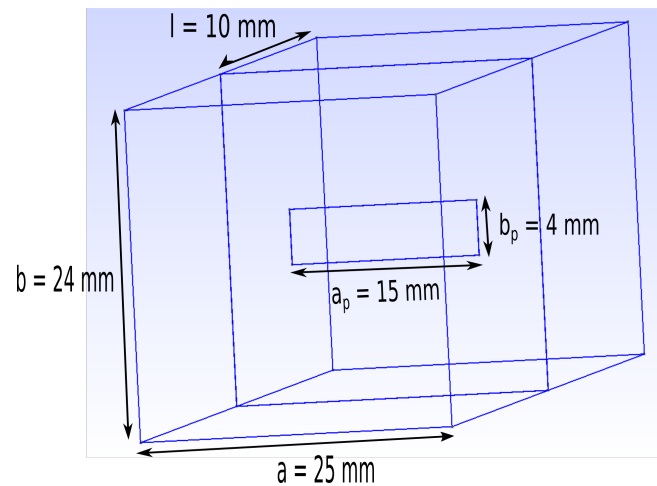


Figura 3.5: Guía con dimensiones 25×24 mm, y apertura de dimensiones 15×4 mm.

Los parámetros S en ambos programas son los que se muestran en la Figura 3.6:

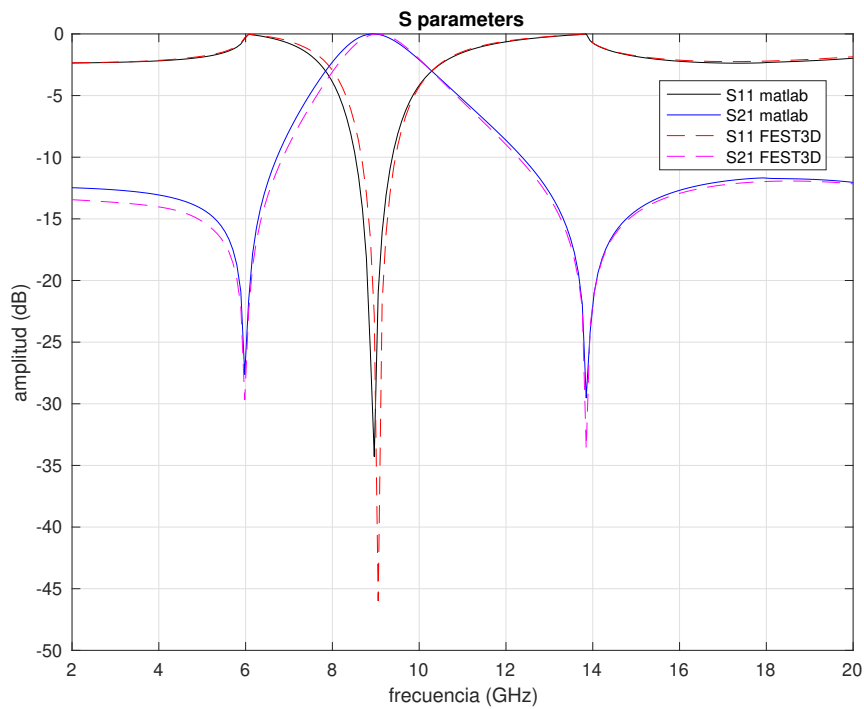


Figura 3.6: Parámetros S de la guía de la Figura 3.5: resultados de MATLAB y FEST3D

En la Figura 3.6 se puede ver que la frecuencia de corte es de 6,07 GHz. Para este caso los parámetros que aseguran convergencia son: 2 modos accesibles, 50 funciones de base y 500 términos en kernel. Se han considerado 200 puntos en frecuencia. El tiempo de cómputo para estos parámetros es de 2,566 segundos.

3.1.4. Parámetros S de una guía WR-90 con un iris descentrado

En esta subsección se va a comprobar cuál es el efecto, en los parámetros S, al descentrar la apertura en una guía WR-90 con un iris de dimensiones 15×4 mm. (igual que el de la sección 3.1.1).

En este ejemplo la apertura está desplazada 2 mm hacia la derecha y 2 mm hacia arriba, como se puede ver en la Figura 3.7:

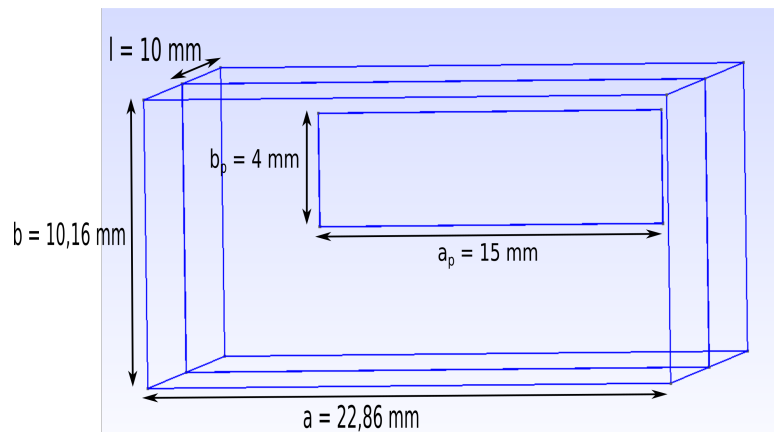


Figura 3.7: Guía WR-90 con apertura de 15×4 mm descentrada.

Los parámetros S obtenidos con la formulación del Capítulo 1 y comparados con los resultados de FEST3D se muestran en la Figura 3.8.

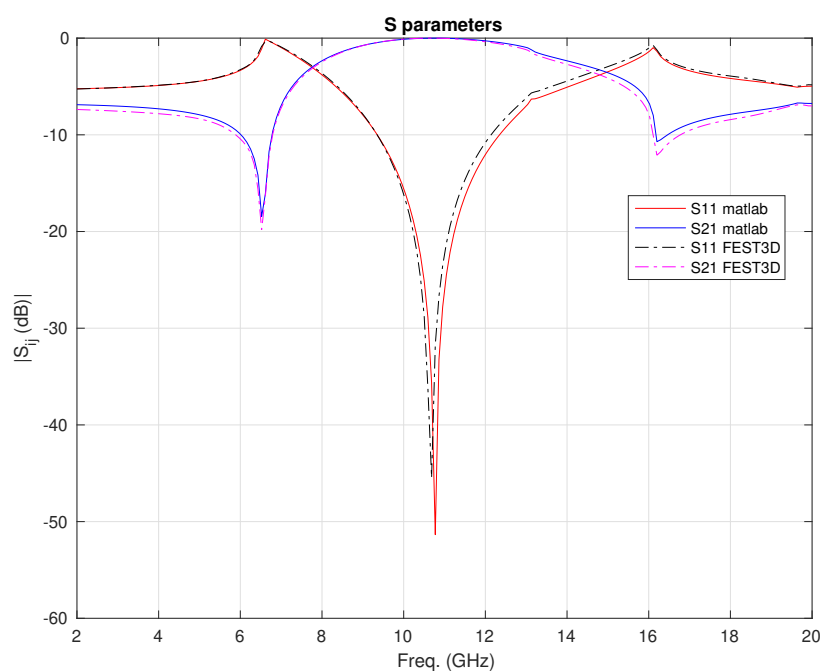


Figura 3.8: Parámetros S de una guía WR-90 con un iris descentrado: resultados de MATLAB y FEST3D.

Como se observa, también en este caso los resultados obtenidos con ambos software coinciden, validando así la formulación del Capítulo 1 para aperturas descentradas. Además comparando estos resultados con los de la Figura 3.2, se puede apreciar que la frecuencia de resonancia, en este caso, es algo más baja, además de no comportarse igual para las frecuencias más elevadas, debido a que se excitan más modos de orden superior al perder la simetría. Del mismo modo que en los casos anteriores hay que discutir la convergencia. Los valores de los parámetros de convergencia han sido: 8 modos accesible, 50 funciones de base y 500 términos en el kernel. Se han considerado 200 puntos en frecuencia. El tiempo de cómputo con estos parámetros es de 2,497 segundos.

3.1.5. Parámetros S de una guía WR-90 variando la anchura del iris

En esta sección se va a observar el comportamiento de una guía WR-90 (como la de la Figura 3.1) cuando se modifica la anchura de la apertura, es decir a_p (véase Figura 1.1). Este valor de a_p se variará desde los 12 hasta los 15 mm, quedando el valor de b_p fijo, en este caso a 4 mm. Para no saturar de información la gráfica se representarán por un lado los resultados de MATLAB en la Figura 3.9 y por otro los de FEST3D en la Figura 3.10.

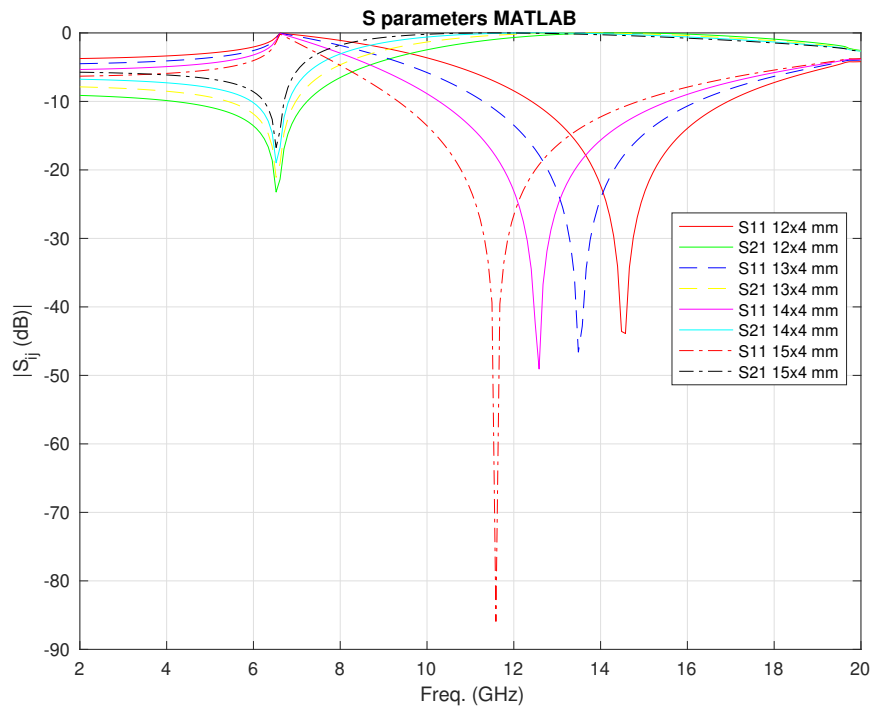


Figura 3.9: Parámetros S de una guía WR-90 para diferentes valores de a_p y un b_p constante de 4 mm. Resultado de MATLAB.

Se puede observar en la Figura 3.9 que a medida que se hace más grande el ancho de la apertura, la frecuencia a la que resuena ésta, es cada vez menor, aumentando las pérdidas de retorno. Este es un comportamiento lógico ya que al hacer más grande la anchura del iris, este tiende a comportarse cada vez más como un iris capacitivo, provocando que la resonancia aparezca cada vez antes.

En la Figura 3.10 se muestran los resultados de FEST3D para las mismas estructuras:

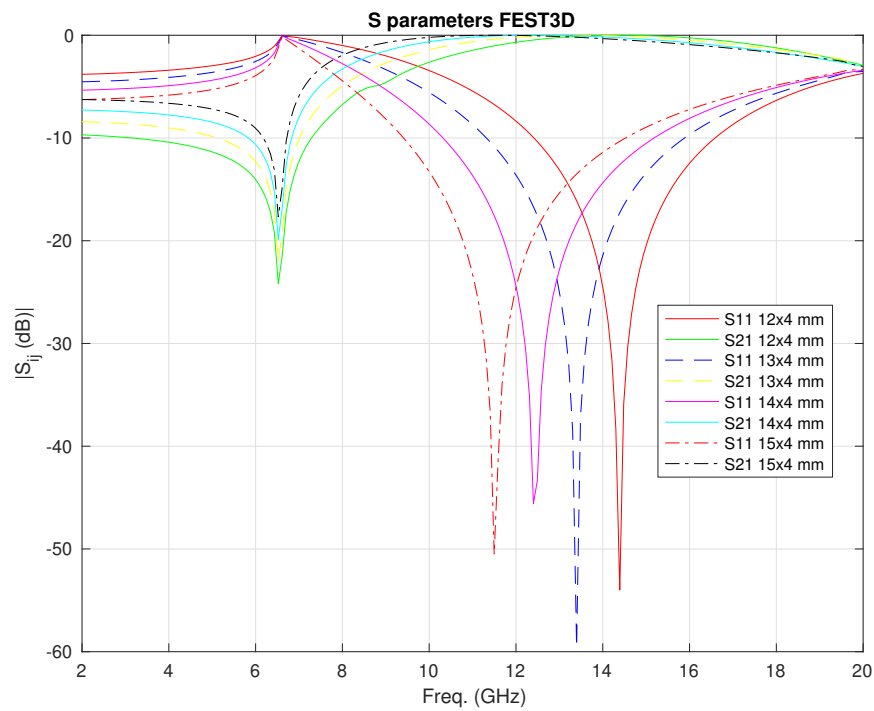


Figura 3.10: Parámetros S de una guía WR-90 para diferentes valores de a_p y un b_p constante de 4 mm. Resultado de FEST3D.

Se puede observar que la resonancia se da para las mismas frecuencias, obteniendo unos resultados muy similares a los de MATLAB en los valores de potencia, validando así la formulación descrita.

3.1.6. Parámetros S en una guía WR-90 variando la altura del iris

Como última prueba con la guía de una sola discontinuidad, se va a variar, en una guía WR-90 (véase Figura 3.1) la altura de la apertura. Es decir, se modificará el valor de b_p (ver Figura 1.1). En este análisis b_p tomará valores desde los 3 a los 6 mm, permaneciendo a_p a un valor fijo de 15 mm. Del mismo modo que en la sección anterior se representarán por un lado los resultados de MATLAB y por otro los de FEST3D en las Figuras 3.11 y 3.12 respectivamente.

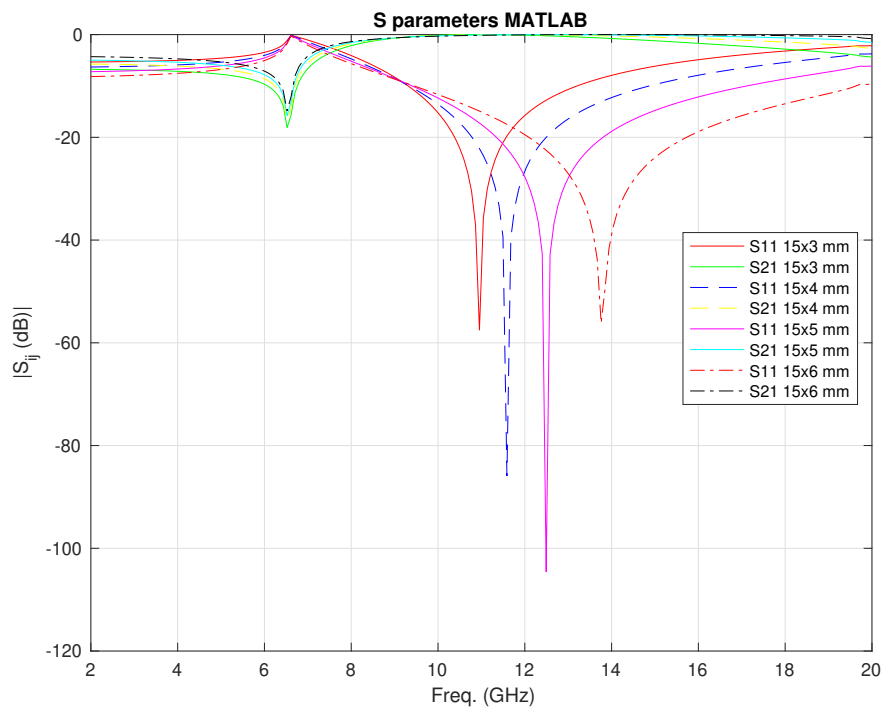


Figura 3.11: Parámetros S de una guía WR-90 para diferentes valores de b_p y un a_p constante de 15 mm. Resultado de MATLAB.

En este caso, al aumentar la altura del iris, éste toma cada vez un comportamiento más inductivo provocando que la resonancia aparezca cada vez en frecuencias más elevadas.

Del mismo modo que en el ejemplo anterior, también se muestran los resultados proporcionados por FEST3D en la Figura 3.12.

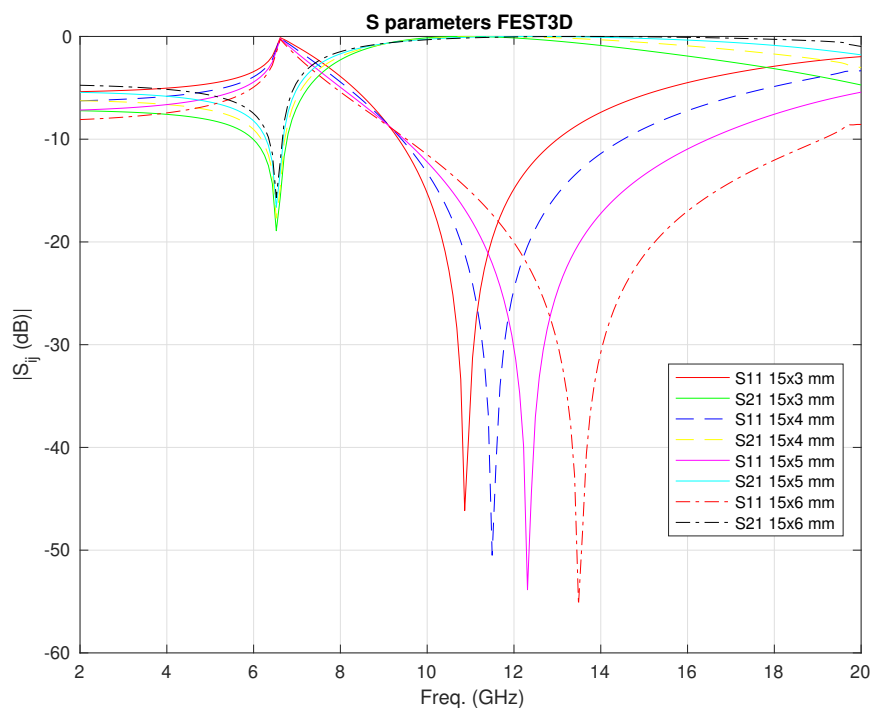


Figura 3.12: Parámetros S de una guía WR-90 para diferentes valores de b_p y un a_p constante de 15 mm. Resultado de FEST3D.

Se puede ver que las resonancias de las Figuras 3.11 y 3.12 se dan para las mismas frecuencias, además de coincidir los niveles de potencia. Por tanto, el comportamiento obtenido del análisis de MATLAB queda totalmente validado.

3.2. Parámetros S de una guía con 2 discontinuidades

3.2.1. Parámetros S de una guía WR-90 con 2 discontinuidades

Como se ha comentado en la introducción del capítulo, en esta sección se busca validar la formulación desarrollada en el Capítulo 2. Para ello se realizarán pruebas con guías comerciales. En esta subsección se utilizará una guía WR-90 con 2 aperturas del mismo tamaño (15×4 mm). Cabe recordar que, en la extensión de la formulación, era de gran importancia la longitud de las líneas entre discontinuidades. En este análisis se ha tomado una separación entre discontinuidades de 5 mm. Como en los ejemplos anteriores se compararán los resultados con FEST3D.

En la Figura 3.13 se representa la forma de la guía WR-90 con 2 discontinuidades que se va a analizar.

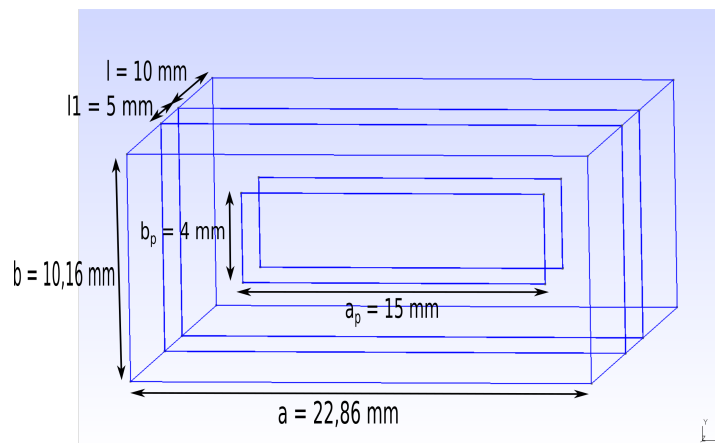


Figura 3.13: Guía WR-90 con 2 aperturas de tamaño 15×4 mm.

En la Figura 3.14 se representan los parámetros S analizados usando la formulación propuesta en el Capítulo 2 y comparados con los obtenidos usando FEST3D.

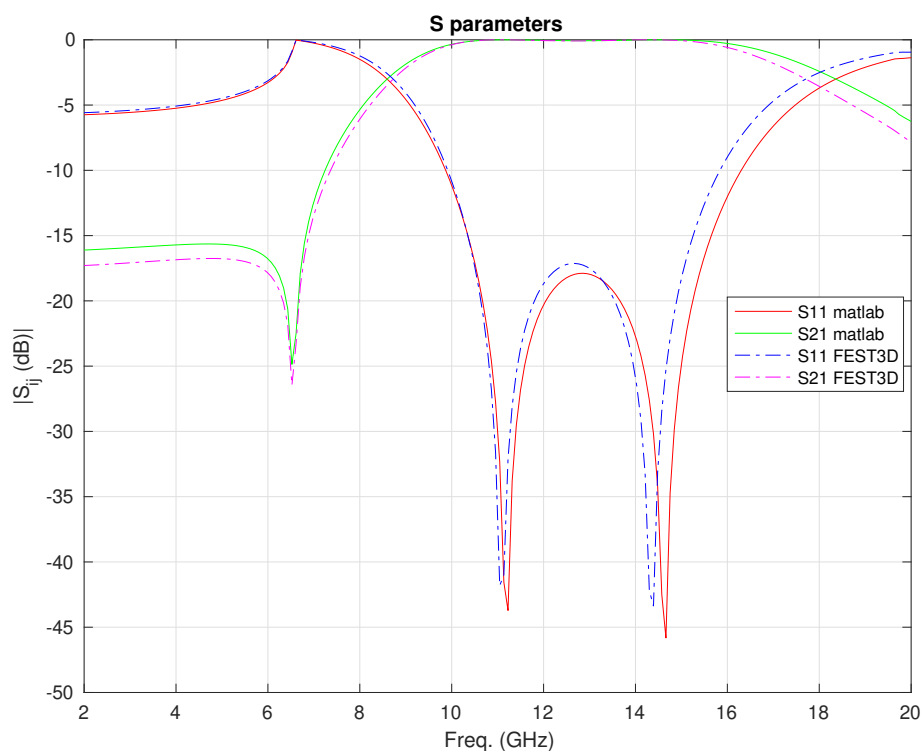


Figura 3.14: Parámetros S de una guía WR-90 con 2 discontinuidades: resultados de MATLAB y FEST3D.

En la Figura 3.14 se puede ver que hay dos resonancias, que son debidas a cada una de las aperturas. Además también se observa que el resultado de MATLAB se aproxima en gran medida al de FEST3D, lo cual valida la formulación presentada en el Capítulo 2. Como en los análisis realizados para guías con una sola discontinuidad, aquí también cabe mencionar los valores de los parámetros de convergencia. Estos valores han sido: 10 modos accesibles, 50 funciones de base y 500 términos en el kernel. Se han considerado 200 puntos en frecuencia. El tiempo de cómputo, para estos valores de los parámetros de convergencia, es de 7,935 segundos.

3.2.2. Parámetros S de una guía WR-75 con 2 discontinuidades

Del mismo modo que en la subsección anterior, se analizarán los parámetros S de una guía con 2 discontinuidades. Esta vez será una guía WR-75 y las aperturas mantendrán el tamaño de la subsección anterior. La longitud entre discontinuidades será de 5 mm. En la Figura 3.15 se muestra la guía WR-75 con 2 discontinuidades de espesor nulo, y en la Figura 3.16 el resultado de su caracterización, tanto en FEST3D como en MATLAB.

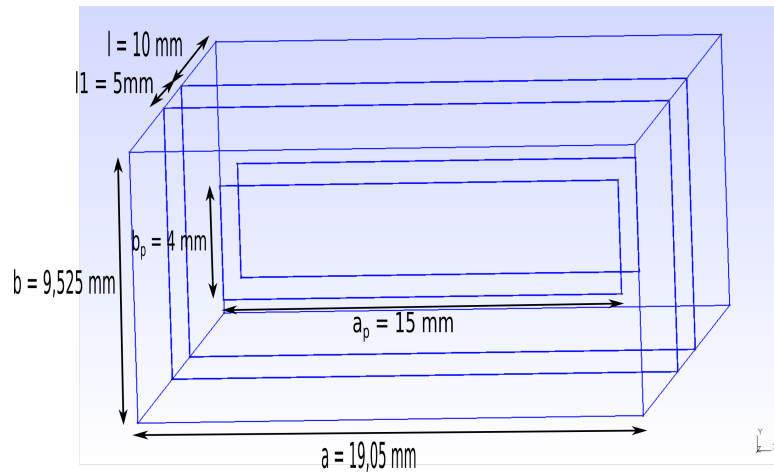


Figura 3.15: Guía WR-75 con dos discontinuidades y aperturas de tamaño $15 \times 4 \text{ mm}$.

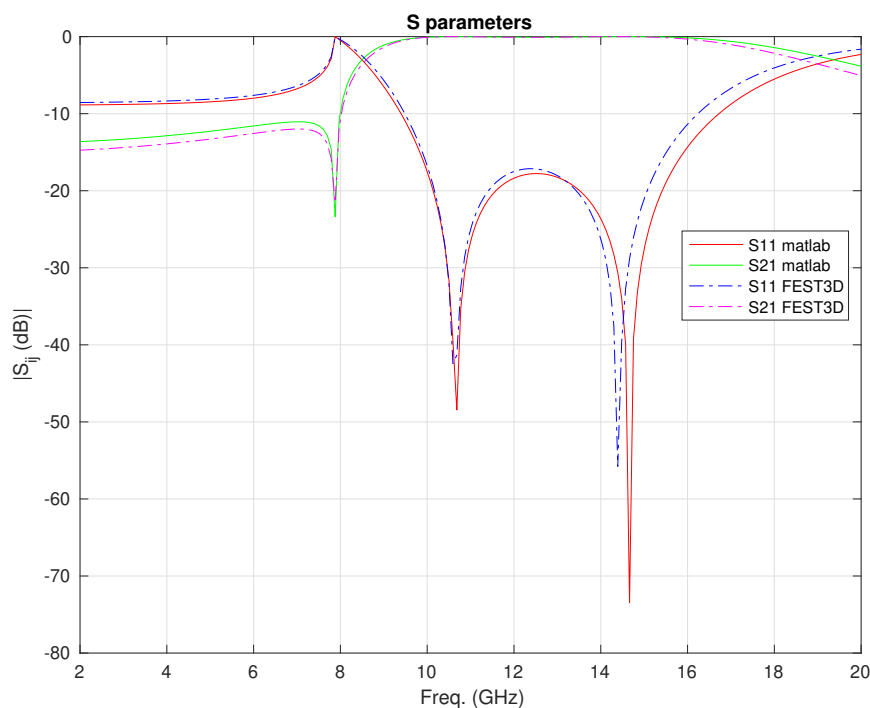


Figura 3.16: Parámetros S de una guía WR-75 con 2 discontinuidades: resultados de MATLAB y FEST3D.

Del mismo modo que en el apartado anterior, los resultados se aproximan bastante bien a los obtenidos con FEST3D, que es el objetivo para validar esta formulación. Además se observa que siguen apareciendo dos ceros de reflexión igual que el caso anterior y que el corte de la guía sigue manteniéndose en 7.9 GHz como se observó en la sección 3.1.2. Los valores de los parámetros de convergencia utilizados en este análisis son: 10 modos accesibles, 50 funciones de base y 500 términos en el kernel. Además se han considerado 200 puntos en frecuencia. El tiempo de cómputo es de 7,877 segundos.

3.3. Parámetros S de una guía con 3 discontinuidades

3.3.1. Parámetros S en una guía WR-90 con 3 discontinuidades

En la última prueba que se realizará, la geometría constará de 3 discontinuidades y 4 tramos de guía. En este ejemplo se utilizará una guía WR-90 con 3 discontinuidades de espesor nulo. Las aperturas serán del mismo tamaño y tendrán unas dimensiones de 15×4 mm. Como en el caso anterior, la longitud de las líneas intermedias es de gran importancia. En este ejemplo la separación entre discontinuidades será de 5 mm.

En la Figura 3.17 se muestra la estructura de esta guía con 3 discontinuidades de espesor nulo:

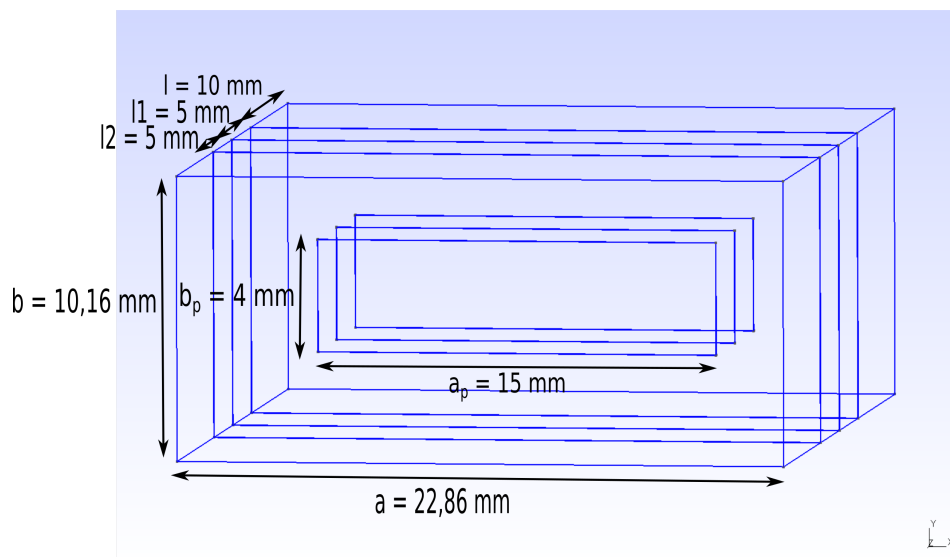


Figura 3.17: Guía WR-90 con 3 aperturas de tamaño 15×4 mm.

En la Figura 3.18 se muestran los parámetros S obtenidos tanto con MATLAB como con FEST3D.

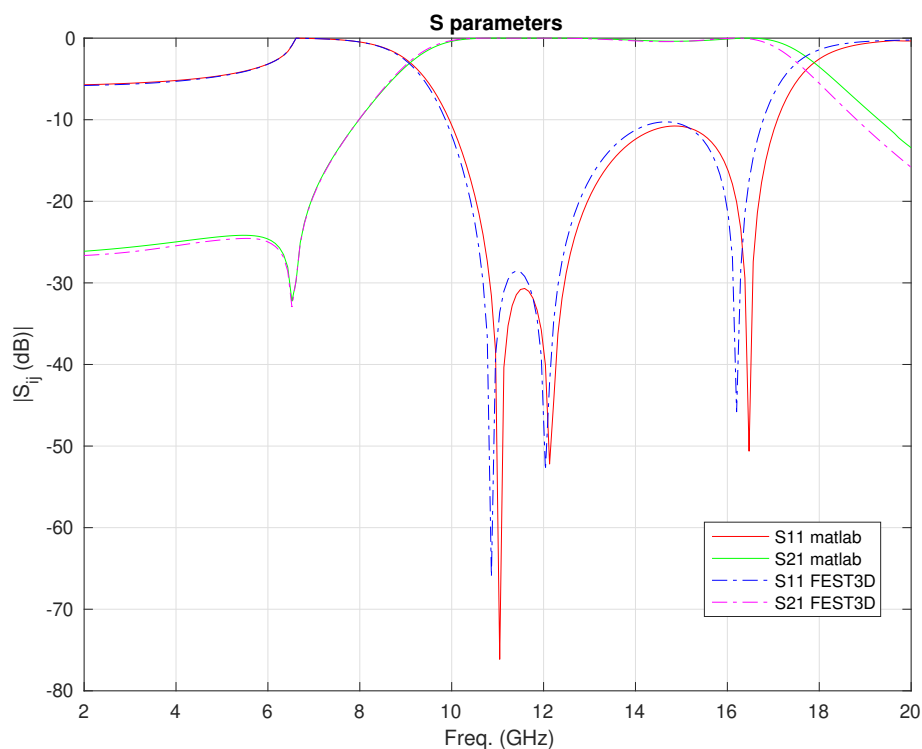


Figura 3.18: Parámetros S de una guía WR-90 con 3 discontinuidades: resultados de MATLAB y FEST3D.

Como en el caso anterior, se puede ver que hay tres ceros de reflexión, uno por cada discontinuidad. Además los resultados de MATLAB se aproximan bastante bien a los proporcionados por FEST3D, validando así la formulación propuesta y programada. Los valores de los parámetros de convergencia han sido: 20 modos accesibles, 50 funciones de base y 500 términos en el kernel. Además se han considerado 200 puntos en frecuencia. El tiempo de cómputo para estos parámetros de convergencia, es de 12,038 segundos.

3.3.2. Parámetros S de una guía WR-75 con 3 discontinuidades

Para validar totalmente esta formulación se prueba, como en los casos anteriores, con una guía WR-75. Los tamaños de las aperturas serán de 15×4 mm, y la distancia entre discontinuidades es de 5 mm. En la Figura 3.19 se muestra la guía descrita y en la Figura 3.20 sus parámetros S.

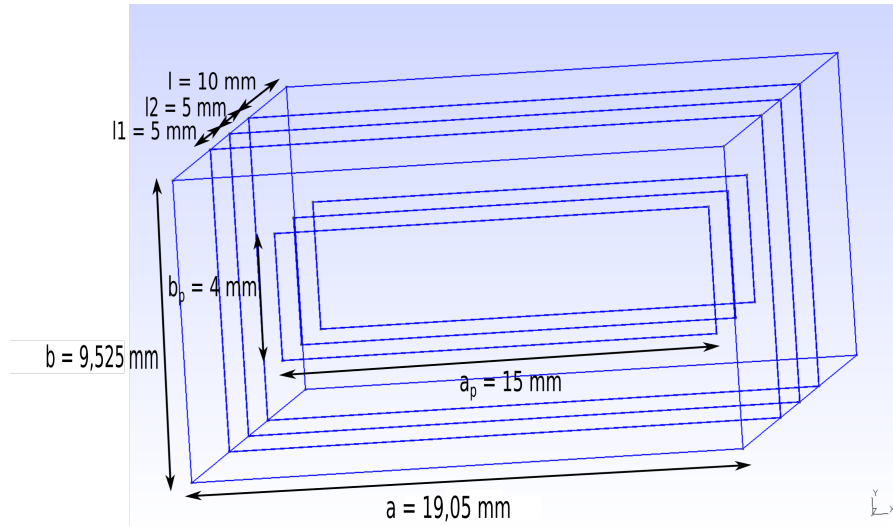


Figura 3.19: Guía WR-75 con 3 aperturas de tamaño 15×4 mm.

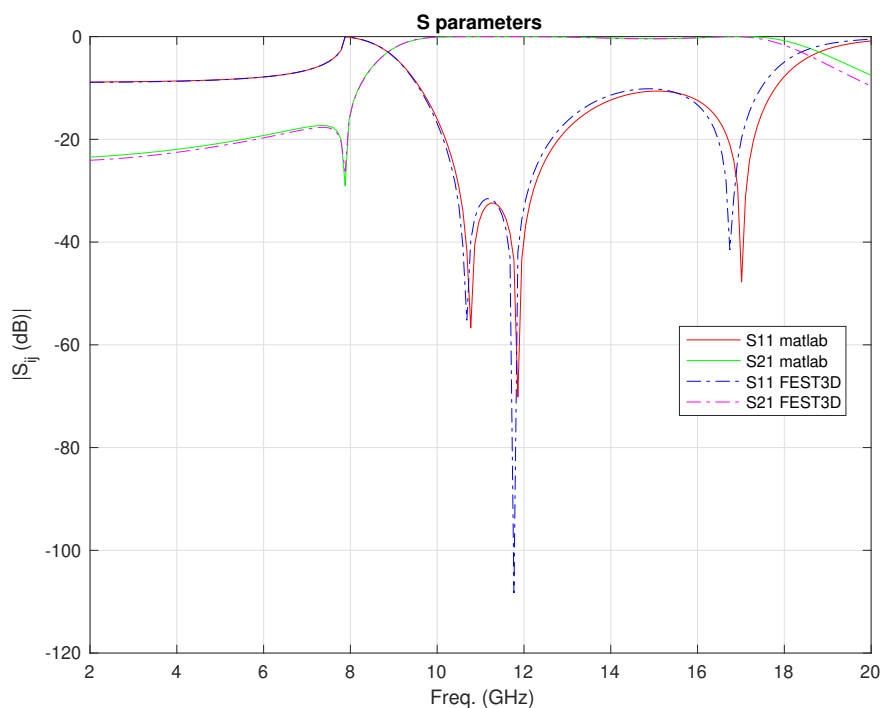


Figura 3.20: Parámetros S de una guía WR-75 con 3 discontinuidades: resultados de MATLAB y FEST3D.

En la Figura 3.20 se puede ver que los resultados de FEST3D y MATLAB tienen una gran correlación. Al igual que en el resto de ejemplos en el que se ha empleado la guía WR-75, la frecuencia de corte es de 7,9 GHz. Los valores de los parámetros de convergencia son: 20 modos accesibles, 50 funciones de base y 500 términos en el kernel. Se han considerado 200 puntos en frecuencia. El tiempo de cómputo de este análisis es de 12,028 segundos.

3.4. Estudio de las aperturas en una guía WR-90 con 3 discontinuidades

En esta sección se van a obtener los parámetros S de una guía WR-90 igual a la de la sección 3.3.1. En este caso se realizarán varias pruebas modificando el tamaño de la apertura pero manteniendo el ratio $\frac{a_p}{b_p}$ como se muestra en la Figura 3.21.

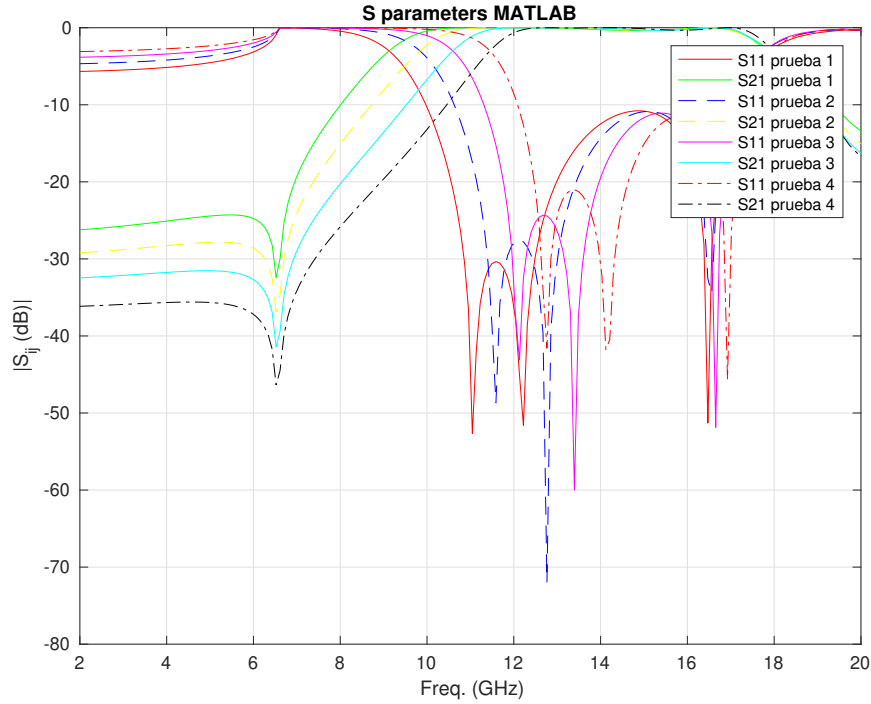


Figura 3.21: Parámetros S de una guía WR-90 con 3 discontinuidades variando los valores de a_p y b_p

En primer lugar hay que aclarar la leyenda de la Figura 3.21. El valor de apertura más grande se corresponde con la prueba 1, y posteriormente estos valores se van disminuyendo hasta llegar a los resultados de la prueba 4. Las medidas utilizadas para las aperturas en las diferentes pruebas son las siguientes:

$$\left\{ \begin{array}{l} a_p = 15 \text{ mm} \\ b_p = 4 \text{ mm} \end{array} \right\} \implies \text{Prueba 1}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} a_p = 14 \text{ mm} \\ b_p = 3,73 \text{ mm} \end{array} \right\} \implies \text{Prueba 2}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} a_p = 13 \text{ mm} \\ b_p = 3,46 \text{ mm} \end{array} \right\} \implies \text{Prueba 3}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} a_p = 12 \text{ mm} \\ b_p = 3,2 \text{ mm} \end{array} \right\} \implies \text{Prueba 4}$$

De la Figura 3.21 se puede deducir que haciendo más pequeña la apertura se puede reducir el ancho de banda, ya que la frecuencia de corte superior se mantiene siempre en torno a la misma frecuencia, cambiando solo la inferior. Por tanto, como se ha visto en las secciones 3.1.5 y 3.1.6, variando convenientemente los valores de a_p y b_p se podría obtener la respuesta de un filtro paso-bajo de microondas cuyo ancho de banda puede ser ajustado. Es decir, se puede mantener una frecuencia central fija, y ajustar de esta manera el ancho de banda del filtro.

Para concluir este capítulo, cabe destacar que en todos los casos simulados, los resultados obtenidos con MATLAB han sido similares a los obtenidos con FEST3D, validando así las formulaciones presentadas en los Capítulos 1 y 2. Además, se ha comprobado que el tiempo de cómputo para estos análisis no excede de los 12,038 segundos, verificando así la eficiencia del método propuesto. Como aplicación de las formulaciones descritas, se ha observado en este capítulo que, para cada apertura introducida en la guía, se obtiene un cero de reflexión. De esta forma, se podría llegar a implementar filtros de microondas en los cuales, variando las dimensiones de las aperturas, se podría variar la frecuencia del filtro y su ancho de banda.

Capítulo 4

Extensión de la formulación MEN para excitación con puertos laterales

Hasta ahora, las aperturas tratadas en el proyecto tenían formas rectangulares (de tamaños variables) y sin puertos de excitación contenidos en el plano transversal. Por tanto, como continuación al trabajo desarrollado en los capítulos anteriores se va a estudiar en este capítulo de forma teórica la formulación MEN para el caso de aperturas que contengan metalizaciones arbitrarias y además contengan excitación en el plano transversal. Esta formulación permitirá analizar circuitos microstrip y/o multicapa [9].

En este capítulo se mostrará la formulación de la Red Multimodo Equivalente con estas nuevas condiciones, que permitirían el análisis de estructuras más complejas de forma eficiente. El proceso de desarrollar la formulación es muy similar al del Capítulo 1, por lo que solo se detallarán explicaciones que correspondan al pulso, que es la novedad en esta formulación.

Se va a obtener la formulación MEN en dos dimensiones, de un obstáculo formado por varias metalizaciones arbitrarias de espesor nulo. El desarrollo teórico se llevará a cabo imponiendo las condiciones de contorno sobre el campo magnético, además de incluir en dicho desarrollo los puertos internos y externos en el plano transversal, como se muestra en la Figura 4.1.

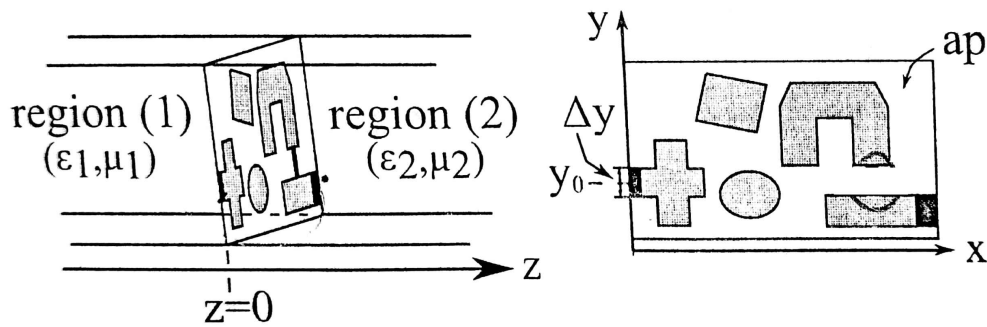


Figura 4.1: Circuito en tecnología planar con metalizaciones arbitrarias planares que contiene puertos en el plano transversal (las zonas oscuras indican los puertos en el plano transversal).

4.1. Desarrollo matemático de la extensión de la Red Multimodo Equivalente.

Se comienza imponiendo las condiciones de contorno sobre la componente tangencial del campo magnético $\mathbf{H}_t^{(\delta)}$ en la apertura ($z = 0$, como se puede ver en la Figura 4.1), incluyendo también el pulso de excitación,

$$\mathbf{H}_t^{(1)}(s) - \mathbf{H}_t^{(2)}(s) = \mathbf{z}_0 \times \mathbf{J}_{exc} \quad (4.1)$$

donde $\delta = 1$ o $\delta = 2$ para $z \leq 0$ o $z \geq 0$ respectivamente, y s es un punto de la sección transversal de la Figura 4.1. Por simplicidad, sólo se va a considerar un único puerto de excitación.

La excitación viene dada por una densidad de corriente superficial con forma de pulso ideal,

$$\mathbf{J}_{exc} = -I_0 \frac{1}{\Delta y} \prod \left(\frac{y-y_0}{\Delta y} \right) \mathbf{x}_0 \quad (4.2)$$

donde I_0 es una corriente constante a lo largo de la duración del pulso, y_0 representa el centro del pulso, Δy es el ancho del pulso y $\frac{1}{\Delta y}$ es un factor de normalización de potencia, para asegurar que P_{exc} ,

$$P_{exc} = \frac{1}{2} \int_{S_{exc}} (\mathbf{E}_{exc} \times \mathbf{H}_{exc}^*) \cdot \mathbf{z}_0 ds \quad (4.3)$$

es igual a la potencia en una línea de transmisión.

$$P_0 = \frac{1}{2} V_0 I_0^* \quad (4.4)$$

En la ecuación (4.3), S_{exc} es el área donde se extiende el pulso y V_0 es la tensión a través del puerto.

Del mismo modo que en Capítulo 1, se escribe el campo magnético transversal total en términos de los modos de la guía bajo estudio. Para ello, se utiliza la siguiente expansión modal [4], la cual permite expandir el campo total como un sumatorio de los infinitos modos,

$$\mathbf{H}_t^{(\delta)} = \sum_{m=1}^{\infty} I_m^{(\delta)} \mathbf{h}_m^{(\delta)}(s) \quad (4.5)$$

donde $I_m^{(\delta)}$ es la corriente total modal del modo m , $\mathbf{h}_m^{(\delta)}(s)$ es la función vector modal magnética del modo m en el medio (δ) , y donde m son los índices de los diferentes modos TE y TM que se propagan a través de la guía.

Usando este procedimiento se puede reescribir la condición de contorno de la ecuación (4.1) de la siguiente forma

$$\sum_{m=1}^{\infty} I_m^{(1)}(s) \mathbf{h}_m^{(1)}(s) - \sum_{m=1}^{\infty} I_m^{(2)}(s) \mathbf{h}_m^{(2)}(s) = \mathbf{z}_0 \times \mathbf{J}_{exc} \quad (4.6)$$

donde el producto vectorial $\mathbf{z}_0 \times \mathbf{J}_{exc} = -I_0 \frac{1}{\Delta y} \prod\left(\frac{y-y_0}{\Delta y}\right) \mathbf{y}_0$.

A continuación se descompone el sumatorio infinito de la ecuación (4.6) diferenciando modos accesibles de modos localizados,

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^{N(1)} I_n^{(1)}(s) \mathbf{h}_n^{(1)}(s) - \sum_{n=1}^{N(2)} I_n^{(2)}(s) \mathbf{h}_n^{(2)}(s) + I_0 \frac{1}{\Delta y} \prod\left(\frac{y-y_0}{\Delta y}\right) \mathbf{y}_0 = & \sum_{m=N(1)+1}^{\infty} \frac{V_m^{(1)}}{Z_m^{(1)}} \mathbf{h}_n^{(1)}(s) \\ & + \sum_{m=N(2)+1}^{\infty} \frac{V_m^{(2)}}{Z_m^{(2)}} \mathbf{h}_n^{(2)}(s) \end{aligned} \quad (4.7)$$

donde $N(\delta)$ es el número de modos accesibles en cada región y $V_m^{(\delta)}$ y $Z_m^{(\delta)}$ representan la tensión modal total y la impedancia modal del modo m en la región (δ) , respectivamente.

Del mismo modo que en el Capítulo 1, se tiene una apertura metálica de espesor nulo, por lo que se puede imponer la condición de que la región (1) es igual a la región (2), y por tanto, se puede asumir que las funciones vectoriales modales \mathbf{h}_m y las tensiones modales V_m a ambos lados de la discontinuidades son iguales:

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_m^{(1)}(s) &= \mathbf{h}_m^{(2)}(s) = \mathbf{h}_m(s) \\ V_m^{(1)}(s) &= V_m^{(2)}(s) = V_m(s) \end{aligned}$$

Con estas condiciones se puede reescribir la ecuación (4.7) quedando de la forma

$$\sum_{n=1}^N (I_n^{(1)}(s) - I_n^{(2)}(s)) \mathbf{h}_n(s) + I_0 \frac{1}{\Delta y} \prod\left(\frac{y-y_0}{\Delta y}\right) \mathbf{y}_0 = \sum_{m=N+1}^{\infty} \left(\frac{1}{Z_m^{(1)}} + \frac{1}{Z_m^{(2)}} \right) V_m \mathbf{h}_n(s) \quad (4.8)$$

La red multimodo equivalente, en forma de líneas de transmisión, de acuerdo a la formulación previamente desarrollada es la que se muestra en la Figura 4.2.

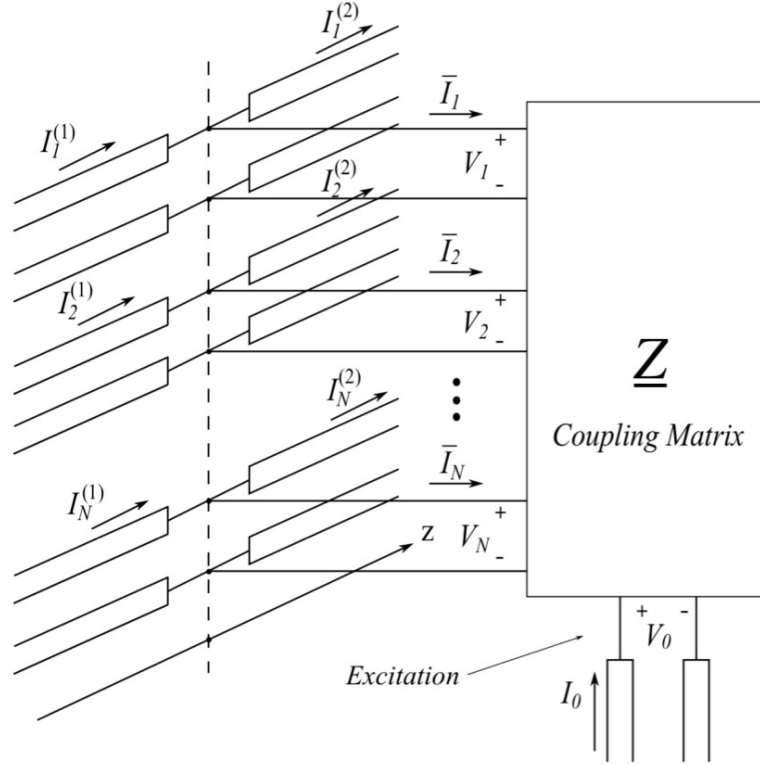


Figura 4.2: Red Multimodo Equivalente (matriz de impedancias generalizada, Z) para la discontinuidad bajo estudio de espesor nulo y con un solo puerto de excitación.

Destacar que en la Figura 4.2. solo se colocan los modos accesibles que son los que se tendrán en cuenta posteriormente para el cálculo de los parámetros S. Otro aspecto a destacar de esta figura es que solo tenemos un puerto de excitación. Esta imagen muestra simplemente un ejemplo, ya que se podrían haber considerado más puertos de excitación, o incluso, ningún puerto de excitación (como sucede en el Capítulo 1) y aprovechar uno de los modos accesibles como excitación.

Siguiendo con el análisis de esta formulación de Red Multimodo Equivalente se pueden sacar de la figura anterior las siguientes relaciones,

$$\begin{aligned} \bar{I}_n &= I_n^{(1)} - I_n^{(2)} \\ Y_m^T &= Y_m^{(1)} + Y_m^{(2)} = \frac{1}{Z_m^{(1)}} + \frac{1}{Z_m^{(2)}} \implies \text{Relaciones circuitales} \end{aligned} \quad (4.9)$$

donde \bar{I}_n representa la corriente modal total en la discontinuidad e Y_m^T representa la admitancia característica modal total. Por tanto, la ecuación (4.8) queda del siguiente

modo:

$$\sum_{n=1}^N \bar{I}_n \mathbf{h}_n(s) + I_0 \frac{1}{\Delta y} \prod \left(\frac{y-y_0}{\Delta y} \right) \mathbf{y}_0 = \sum_{m=N+1}^{\infty} Y_m^T V_m \mathbf{h}_m(s) \quad (4.10)$$

Hay que aclarar que en este desarrollo estamos teniendo en cuenta el mismo número de modos accesibles en cada región ($N(1) = N(2) = N$).

Para continuar con la formulación podemos reescribir la tensión modal (V_m), de modo que ésta pueda ser relacionada con el campo eléctrico en la apertura,

$$V_m = \int_{ap} [\mathbf{z}_0 \times \mathbf{E}] \cdot \mathbf{h}_m^*(s') ds' \quad (4.11)$$

siendo \mathbf{E} el campo eléctrico desconocido en la apertura. Destacar también, como se puede apreciar en la ecuación anterior, que la integral se extiende a lo largo de la apertura ap (ver Figura 4.1).

Como la tensión modal (V_m) aún es desconocida, se sustituye en la ecuación (4.10) el cambio realizado en la ecuación (4.11), quedando la expresión:

$$\sum_{n=1}^N \bar{I}_n \mathbf{h}_n(s) + I_0 \frac{1}{\Delta y} \prod \left(\frac{y-y_0}{\Delta y} \right) \mathbf{y}_0 = \int_{ap} (\mathbf{z}_0 \times \mathbf{E}) \sum_{m=N+1}^{\infty} Y_m^T \mathbf{h}_m(s') \mathbf{h}_m^*(s') ds' \quad (4.12)$$

Debido a la linealidad del problema, el campo eléctrico en la apertura se puede escribir como un sumatorio de las densidades de corriente superficial (\mathbf{M}_0 y \mathbf{M}_n).

$$[\mathbf{z}_0 \times \mathbf{E}] = \sum_{n=1}^N \bar{I}_n \mathbf{M}_n(s') + I_0 \mathbf{M}_0(s') \quad (4.13)$$

En esta expresión aparecen los términos \mathbf{M}_n y \mathbf{M}_0 que son las funciones aún desconocidas del problema.

Si se sustituye la ecuación (4.13) en la ecuación (4.12) se la siguiente relación,

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^N \bar{I}_n \mathbf{h}_n(s) + I_0 \frac{1}{\Delta y} \prod \left(\frac{y-y_0}{\Delta y} \right) \mathbf{y}_0 = \sum_{n=1}^N \bar{I}_n \int_{ap} \mathbf{M}_n(s') \sum_{m=N+1}^{\infty} Y_m^T \mathbf{h}_m(s') \mathbf{h}_m^*(s') ds' + \\ \bar{I}_0 \int_{ap} \mathbf{M}_0(s') \sum_{m=N+1}^{\infty} Y_m^T \mathbf{h}_m(s') \mathbf{h}_m^*(s') ds' \end{aligned} \quad (4.14)$$

donde por identificación de términos se deduce que:

$$\mathbf{h}_n(s) = \int_{ap} \mathbf{M}_n(s') \sum_{m=N+1}^{\infty} Y_m^T \mathbf{h}_m(s') \mathbf{h}_m^*(s') ds' \quad (4.15)$$

$$\frac{1}{\Delta y} \prod\left(\frac{y-y_0}{\Delta y}\right) \mathbf{y}_0 = \int_{ap} \mathbf{M}_0(s') \sum_{m=N+1}^{\infty} Y_m^T \mathbf{h}_m(s') \mathbf{h}_m^*(s') ds' \quad (4.16)$$

Viendo la diferencia con la formulación desarrollada en el Capítulo 1, ahora además de tener una ecuación integral asociada a la excitación de tipo modal, también tenemos una ecuación integral debido a la contribución del pulso en la apertura (ecuación (4.16)). En las ecuaciones (4.15) y (4.16), identificamos el kernel de las ecuaciones integrales como:

$$\mathbf{K}(s, s') = \sum_{m=N+1}^{\infty} Y_m^T \mathbf{h}_m(s') \mathbf{h}_m^*(s') \quad (4.17)$$

En el siguiente paso se busca completar esta formulación, haciendo uso de las ecuaciones (4.11) y (4.13), y así escribir la tensión modal en términos de la corriente modal,

$$\begin{aligned} V_0 &= Z_{0,0} I_0 + \sum_{n=1}^N Z_{0,n} \bar{I}_n \\ V_m &= Z_{m,0} I_0 + \sum_{n=1}^N Z_{m,n} \bar{I}_n \end{aligned} \quad (4.18)$$

donde $Z_{0,0}$, $Z_{0,n}$, $Z_{m,0}$ y $Z_{m,n}$ son los elementos de la matriz de acoplamiento de impedancias que se buscan.

Si se desarrolla lo mencionado anteriormente, las expresiones extendidas de V_0 y V_m quedarían:

$$\begin{aligned} V_0 &= \int_{ap} (\mathbf{z}_0 \times \mathbf{E}) \cdot \frac{1}{\Delta y} \prod\left(\frac{y-y_0}{\Delta y}\right) \mathbf{y}_0 ds' = \int_{ap} \left[\sum_{n=1}^N \bar{I}_n \mathbf{M}_n(s') + I_0 \mathbf{M}_0(s') \right] \frac{1}{\Delta y} \prod\left(\frac{y-y_0}{\Delta y}\right) \mathbf{y}_0 = \\ &= \sum_{n=1}^N \bar{I}_n \int_{ap} \mathbf{M}_n(s') \cdot \frac{1}{\Delta y} \prod\left(\frac{y-y_0}{\Delta y}\right) \mathbf{y}_0 ds' + \bar{I}_0 \int_{ap} \mathbf{M}_0(s') \cdot \frac{1}{\Delta y} \prod\left(\frac{y-y_0}{\Delta y}\right) \mathbf{y}_0 ds' \end{aligned} \quad (4.19)$$

$$V_m = \int_{ap} (\mathbf{z}_0 \times \mathbf{E}) \cdot \mathbf{h}_m^*(s') ds' = \sum_{n=1}^N \bar{I}_n \int_{ap} \mathbf{M}_n(s') \cdot \mathbf{h}_m^*(s') ds' + \bar{I}_0 \int_{ap} \mathbf{M}_0(s') \cdot \mathbf{h}_m^*(s') ds' \quad (4.20)$$

Donde por identificación de términos con la expresión (4.18) se ve que:

$$Z_{0,n} = \int_{ap} \mathbf{M}_n(s') \cdot \frac{1}{\Delta y} \prod\left(\frac{y-y_0}{\Delta y}\right) \mathbf{y}_0 ds' \quad (4.21)$$

$$Z_{0,0} = \int_{ap} \mathbf{M}_0(s') \cdot \frac{1}{\Delta y} \prod\left(\frac{y-y_0}{\Delta y}\right) \mathbf{y}_0 ds' \quad (4.22)$$

$$Z_{m,n} = \int_{ap} \mathbf{M}_n(s') \cdot \mathbf{h}_m^*(s') ds' \quad (4.23)$$

$$Z_{m,0} = \int_{ap} \mathbf{M}_0(s') \cdot \mathbf{h}_m^*(s') ds' \quad (4.24)$$

Una vez calculados estos elementos quedaría definida la matriz de acoplamiento de impedancias ($\bar{\mathbf{Z}}$) del siguiente modo:

$$\bar{\mathbf{Z}} = \begin{bmatrix} Z_{0,0} & Z_{0,1} & Z_{0,2} & \dots & Z_{0,N} \\ Z_{1,0} & Z_{1,1} & Z_{1,2} & \dots & Z_{1,N} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ Z_{M,0} & Z_{M,1} & Z_{M,2} & \dots & Z_{M,N} \end{bmatrix}$$

Para poder resolver esta matriz de acoplamiento de impedancias aún se necesita conocer el valor de $\mathbf{M}_0(s')$ y $\mathbf{M}_n(s')$, que se calcula aplicando el Método de los Momentos (MoM) junto con el procedimiento de Galerkin [4]. Para ello, expandimos las corrientes $\mathbf{M}_0(s')$ y $\mathbf{M}_n(s')$ como el siguiente sumatorio de funciones de base.

$$M_0(s') = \sum_{k=1}^{N_b} \alpha_{0,k} \mathbf{h}_k(s') \quad (4.25)$$

$$M_n(s') = \sum_{k=1}^{N_b} \alpha_{n,k} \mathbf{h}_k(s') \quad (4.26)$$

En las ecuaciones (4.25) y (4.26), N_b es el número de funciones base usadas en el método de los momentos y $\alpha_{0,k}$ y $\alpha_{n,k}$ son los coeficientes, todavía desconocidos. En este caso las funciones de base son igual a las funciones de test ($\mathbf{h}_k = \mathbf{h}_i$). Las funciones de base y test que se usan en este desarrollo se corresponden con los modos en la apertura. Como en este caso se tienen metalizaciones de tipo arbitrario en la discontinuidad, será necesario obtener dichas funciones de forma numérica. Ésta es una gran diferencia en comparación con la formulación presentada en el Capítulo 1, donde las funciones de base y test eran analíticas. Para calcular los modos de la apertura arbitraria se aplicaría el método BI-RME [4]. Este método se introdujo por primera vez para el cálculo de los modos de guías de forma arbitraria [9], [10] y [11]. El método BI-RME se ha considerado desde un punto de vista diferente, como una solución del Método de los Momentos (MoM) de un par de ecuaciones integrodiferenciales de valores propios lineales, derivadas directamente del problema diferencial original.

A partir de las ecuaciones (4.15) y (4.16) desarrollamos un sistema de ecuaciones lineales:

$$\int_{ap} \mathbf{h}_i(s) \cdot \frac{1}{\Delta y} \prod \left(\frac{y-y_0}{\Delta y} \right) \mathbf{y}_0 ds = \sum_{k=1}^{N_b} \alpha_{0,k} \sum_{m=N_{accs}+1}^{\infty} Y_m^T \int_{ap} \mathbf{h}_k(s') \cdot \mathbf{h}_m^*(s') ds' \int_{ap} \mathbf{h}_i(s) \cdot \mathbf{h}_m(s) ds \quad (4.27)$$

$$\int_{ap} \mathbf{h}_i(s) \cdot \mathbf{h}_n(s) ds = \sum_{k=1}^{N_b} \alpha_{n,k} \sum_{m=N+1}^{\infty} Y_m^T \int_{ap} \mathbf{h}_k(s') \cdot \mathbf{h}_m^*(s') ds' \int_{ap} \mathbf{h}_i(s) \cdot \mathbf{h}_m(s) ds \quad (4.28)$$

Este sistema también se puede escribir del siguiente modo,

$$C_{i,0} = \sum_{k=1}^{N_b} \alpha_{0,k} \sum_{m=N+1}^{\infty} Y_m^T C_{k,m} C_{i,m} \quad (4.29)$$

$$C_{i,n} = \sum_{k=1}^{N_b} \alpha_{n,k} \sum_{m=N+1}^{\infty} Y_m^T C_{k,m} C_{i,m} \quad (4.30)$$

donde por identificación de términos con las ecuaciones (4.27) y (4.28) se puede ver que las integrales de acoplo son:

$$C_{i,0} = \int_{ap} \mathbf{h}_i(s) \cdot \frac{1}{\Delta y} \prod \left(\frac{y-y_0}{\Delta y} \right) \mathbf{y}_0 ds \quad (4.31)$$

$$C_{k,m} = \int_{ap} \mathbf{h}_k(s') \cdot \mathbf{h}_m^*(s') ds' \quad (4.32)$$

$$C_{i,m} = \int_{ap} \mathbf{h}_i(s) \cdot \mathbf{h}_m(s) ds \quad (4.33)$$

$$C_{i,n} = \int_{ap} \mathbf{h}_i(s) \cdot \mathbf{h}_n(s) ds \quad (4.34)$$

Una vez resueltas de forma numéricas las integrales de acoplo usando el método BI-RME, podemos resolver el sistema lineal formado por las ecuaciones (4.29) y (4.30). Resuelto el sistema, ya podemos obtener los elementos de la matriz de acoplamiento de impedancias, que son las que se muestran a continuación:

$$Z_{0,0} = \sum_{k=1}^{N_b} \alpha_{0,k} \int_{ap} \mathbf{h}_k(s') \cdot \frac{1}{\Delta y} \prod \left(\frac{y-y_0}{\Delta y} \right) \mathbf{y}_0 ds' = \sum_{k=1}^{N_b} \alpha_{0,k} C_{k,0} \quad (4.35)$$

$$Z_{0,n} = \sum_{k=1}^{N_b} \alpha_{n,k} \int_{ap} \mathbf{h}_k(s') \cdot \frac{1}{\Delta y} \prod \left(\frac{y-y_0}{\Delta y} \right) \mathbf{y}_0 ds' = \sum_{k=1}^{N_b} \alpha_{n,k} C_{k,0} \quad (4.36)$$

$$Z_{m,0} = \sum_{k=1}^{N_b} \alpha_{0,k} \int_{ap} \mathbf{h}_k(s') \cdot \mathbf{h}_m(s') ds' = \sum_{k=1}^{N_b} \alpha_{0,k} C_{k,m} \quad (4.37)$$

$$Z_{m,n} = \sum_{k=1}^{N_b} \alpha_{0,k} \int_{ap} \mathbf{h}_k(s') \cdot \mathbf{h}_m(s') ds' = \sum_{k=1}^{N_b} \alpha_{0,k} C_{k,m} \quad (4.38)$$

Con esto quedaría completado el estudio teórico de la formulación de Red Multimodal Equivalente para el análisis de aperturas que contienen metalizaciones arbitrarias y puertos laterales de excitación. Esta formulación permite analizar dispositivos de microondas planares, muy usados actualmente en aplicaciones donde se requiera una implementación de bajo peso y tamaño.

De este capítulo no se mostrarán resultados por motivos de tiempo ya que habría que programar la formulación desarrollada y validar su funcionamiento al igual que se ha hecho en el Capítulo 3 con las formulaciones desarrolladas en los Capítulos 1 y 2.

Capítulo 5

Conclusiones y Líneas de Investigación Futuras

5.1. Conclusiones

En este proyecto se ha estudiado la formulación MEN aplicada al análisis de guías de onda rectangulares con discontinuidades de espesor nulo. Se ha mostrado cómo obtener los parámetros S a partir de estas formulaciones. También se han mostrado los resultados de simulación usando las formulaciones propuestas y comparando con otros software comerciales para validarla. Por último, se ha realizado un análisis variando diferentes parámetros de las geometrías estudiadas con la intención de caracterizar su comportamiento electromagnético. Además, en el Capítulo 4, se ha extendido la formulación MEN para tener en cuenta puertos en el plano transversal y aperturas con una geometría arbitraria, pendiente de su programación y validación.

5.2. Líneas de Investigación Futuras

En esta sección se proponen unos posibles objetivos futuros de acuerdo a lo desarrollado en los capítulos anteriores. Como se ha visto en el Capítulo 4, una vez desarrollada la formulación MEN completa, es decir, teniendo en cuenta excitaciones en el plano transversal y formas arbitrarias en la apertura (utilizando para ello el método BI-RME), se procederá a la programación de esta formulación, de forma que se obtenga un programa eficiente capaz de analizar un tipo de problemas más generales que los del Capítulo 1. Del mismo modo que en el Capítulo 2, esta formulación más completa, también se extenderá para el caso de que exista un mayor número de discontinuidades, de forma que se puedan analizar circuitos planares multicapa encapsulados con excitaciones en el plano transversal.

Otra propuesta interesante, es utilizar la técnica de síntesis de filtros de microondas para el diseño de filtros implementados mediante geometrías similares a las estudiadas

en este proyecto. Los resultados que se han obtenido en el Capítulo 3 muestran que con este tipo de estructuras es posible ajustar ciertos parámetros como las frecuencias de resonancias de las aperturas, el nivel de acoplo y anchos de banda del filtro.

Apéndice A

Resolución de las integrales de acoplo

En este apéndice se resuelven las integrales de acoplo entre dos guías de onda rectangulares. Estas integrales son necesarias para resolver el sistema de ecuaciones en el Capítulo 1 y serán resueltas de forma analítica.

En primer lugar se muestra la integral a resolver:

$$C_{km} = \int_{ap} \mathbf{h}_m^*(s') \cdot \mathbf{h}_k(s') ds' \quad (\text{A.1})$$

Hay que tener en cuenta que \mathbf{h}_k se corresponde con las funciones vectoriales magnéticas de la apertura rectangular mientras que \mathbf{h}_m se corresponde con las funciones vectoriales magnéticas de la guía rectangular analizada. Por tanto, tanto \mathbf{h}_k como \mathbf{h}_m son funciones conocidas que pueden ser utilizadas. También hay que tener en cuenta que estas expresiones tendrán componente \mathbf{x}_0 e \mathbf{y}_0 . Dichas expresiones son las siguientes,

$$\mathbf{h}_x^{TE}(x, y) = -A_{m,n} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \mathbf{x}_0 \quad (\text{A.2})$$

$$\mathbf{h}_y^{TE}(x, y) = -A_{m,n} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \mathbf{y}_0 \quad (\text{A.3})$$

$$\mathbf{h}_x^{TM}(x, y) = A_{m,n} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \mathbf{x}_0 \quad (\text{A.4})$$

$$\mathbf{h}_y^{TM}(x, y) = -A_{m,n} \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \mathbf{x}_0 \quad (\text{A.5})$$

donde $A_{m,n} = \sqrt{\frac{\epsilon_m \epsilon_n}{ab}} \frac{1}{K_{m,n}}$, siendo $K_{m,n} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$ y $\epsilon_i = \begin{cases} 1, & i = 0 \\ 2, & i \neq 0 \end{cases}$

En la Figura A.1 se muestra un esquema en 2D de las dimensiones de la guía grande y de la apertura, así como de la nomenclatura de los límites de la apertura y de los desplazamientos de dicha apertura. Estos límites serán los que se utilicen para la resolución de las integrales de acoplo que se muestran en este apéndice.

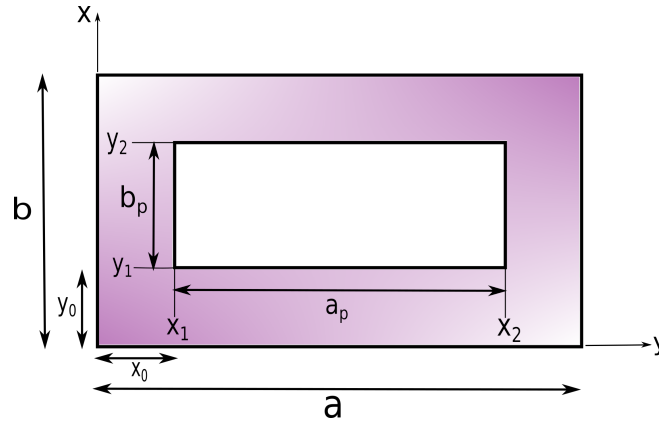


Figura A.1: Dimensiones en 2D de la guía y la apertura.

Los límites de \mathbf{h}_m se corresponderán con los de la guía grande $\left\{ \begin{array}{l} x \in (0, a) \\ y \in (0, b) \end{array} \right\}$, mientras que los límites de \mathbf{h}_k se corresponde con los de la apertura $\left\{ \begin{array}{l} x_p \in (x_1, x_2) \\ y_p \in (y_1, y_2) \end{array} \right\}$ (ver Figura A.1).

Hay que destacar que se tendrán cuatro soluciones para estas integrales, ya que éstas se corresponden con las diferentes combinaciones entre los tipos de modos TE y TM. Dichas combinaciones son las que se muestran a continuación:

$$C_{km}^{TE,TE} = \int_{ap} \mathbf{h}_m^{*TE}(s') \cdot \mathbf{h}_k^{TE}(s') ds' \quad (\text{A.6})$$

$$C_{km}^{TE,TM} = \int_{ap} \mathbf{h}_m^{*TE}(s') \cdot \mathbf{h}_k^{TM}(s') ds' \quad (\text{A.7})$$

$$C_{km}^{TM,TE} = \int_{ap} \mathbf{h}_m^{*TM}(s') \cdot \mathbf{h}_k^{TE}(s') ds' \quad (\text{A.8})$$

$$C_{km}^{TM,TM} = \int_{ap} \mathbf{h}_m^{*TM}(s') \cdot \mathbf{h}_k^{TM}(s') ds' \quad (\text{A.9})$$

A continuación se procede a resolver las diferentes combinaciones.

Caso TE-TE:

$$\begin{aligned}
 C_{km}^{TE,TE} &= \int_{ap} \mathbf{h}_m^{*TE}(s') \cdot \mathbf{h}_k^{TE}(s') ds' = \int_{ap} [-A_{m,n} \frac{m\pi}{a} \sin(\frac{m\pi x}{a}) \cos(\frac{n\pi y}{b}) \mathbf{x}_0 \\
 &\quad - A_{m,n} \frac{n\pi}{b} \cos(\frac{m\pi x}{a}) \sin(\frac{n\pi y}{b}) \mathbf{y}_0] \cdot [-A_{p,q} \frac{p\pi}{a_p} \sin(\frac{p\pi(x-x_0)}{a_p}) \cos(\frac{q\pi(y-y_0)}{b_p}) \mathbf{x}_0 \\
 &\quad - A_{p,q} \frac{q\pi}{b_p} \cos(\frac{p\pi(x-x_0)}{a_p}) \sin(\frac{q\pi(y-y_0)}{b_p}) \mathbf{y}_0] ds' = \\
 &= \int_{ap} A_{m,n} A_{p,q} \frac{mp\pi^2}{aa_p} \sin(\frac{m\pi x}{a}) \cos(\frac{n\pi y}{b}) \sin(\frac{p\pi(x-x_0)}{a_p}) \cos(\frac{q\pi(y-y_0)}{b_p}) ds' + \\
 &\quad + \int_{ap} A_{m,n} A_{p,q} \frac{mq\pi^2}{aa_p} \cos(\frac{m\pi x}{a}) \sin(\frac{n\pi y}{b}) \cos(\frac{p\pi(x-x_0)}{a_p}) \sin(\frac{q\pi(y-y_0)}{b_p}) ds'
 \end{aligned} \tag{A.10}$$

Es importante resaltar que las funciones vectoriales correspondientes a la apertura tienen su origen desplazado a (x_0, y_0) como se puede observar en la Figura A.1. Para una mayor claridad en la lectura se harán los siguientes cambios, teniendo que cuenta que $ds' = dx dy$.

$$sx = \int_{x_1}^{x_2} \sin(\frac{m\pi x}{a}) \sin(\frac{p\pi(x-x_0)}{a_p}) dx \tag{A.11}$$

$$cy = \int_{y_1}^{y_2} \cos(\frac{n\pi y}{b}) \cos(\frac{q\pi(y-y_0)}{b_p}) dy \tag{A.12}$$

$$cx = \int_{x_1}^{x_2} \cos(\frac{m\pi x}{a}) \cos(\frac{p\pi(x-x_0)}{a_p}) dx \tag{A.13}$$

$$sy = \int_{y_1}^{y_2} \sin(\frac{n\pi y}{b}) \sin(\frac{q\pi(y-y_0)}{b_p}) dy \tag{A.14}$$

Por tanto, la ecuación (A.10) se puede reescribir del siguiente modo:

$$C_{k,m}^{TE-TE} = A_{m,n} A_{p,q} [\frac{mp\pi^2}{aa_p} sx cy + \frac{nq\pi^2}{bb_p} cx sy] \tag{A.15}$$

Caso TM-TE:

$$\begin{aligned}
C_{km}^{TM,TE} &= \int_{ap} \mathbf{h}_m^{*TE}(s') \cdot \mathbf{h}_k^{TM}(s') ds' = \int_{ap} [-A_{m,n} \frac{m\pi}{a} \sin(\frac{m\pi x}{a}) \cos(\frac{n\pi y}{b}) \mathbf{x}_0 \\
&- A_{m,n} \frac{n\pi}{b} \cos(\frac{m\pi x}{a}) \sin(\frac{n\pi y}{b}) \mathbf{y}_0] \cdot [A_{p,q} \frac{q\pi}{b_p} \sin(\frac{p\pi(x-x_0)}{a_p}) \cos(\frac{q\pi(y-y_0)}{b_p}) \mathbf{x}_0 \\
&- A_{p,q} \frac{p\pi}{a_p} \cos(\frac{p\pi(x-x_0)}{a_p}) \sin(\frac{q\pi(y-y_0)}{b_p}) \mathbf{y}_0] ds' = \\
&= -A_{m,n} A_{p,q} \frac{m\pi^2}{ab_p} \int_{x_1}^{x_2} \sin(\frac{m\pi x}{a}) \sin(\frac{p\pi(x-x_0)}{a_p}) dx \int_{y_1}^{y_2} \cos(\frac{n\pi y}{b}) \cos(\frac{q\pi(y-y_0)}{b_p}) dy + \\
&+ A_{m,n} A_{p,q} \frac{pn\pi^2}{a_p b} \int_{x_1}^{x_2} \cos(\frac{m\pi x}{a}) \cos(\frac{p\pi(x-x_0)}{a_p}) dx \int_{y_1}^{y_2} \sin(\frac{n\pi y}{b}) \sin(\frac{q\pi(y-y_0)}{b_p}) dy
\end{aligned} \tag{A.16}$$

Si se realizan los mismos cambios que en el caso TE-TE, estas integrales de acoplo se pueden reescribir quedando de la siguiente forma:

$$C_{k,m}^{TM-TE} = -A_{m,n} A_{p,q} [\frac{mq\pi^2}{ab_p} sx cy - \frac{pn\pi^2}{ba_p} cx sy] \tag{A.17}$$

Caso TE-TM:

$$\begin{aligned}
C_{km}^{TE,TM} &= \int_{ap} \mathbf{h}_m^{*TM}(s') \cdot \mathbf{h}_k^{TE}(s') ds' = \int_{ap} [A_{m,n} \frac{n\pi}{b} \sin(\frac{m\pi x}{a}) \cos(\frac{n\pi y}{b}) \mathbf{x}_0 \\
&- A_{m,n} \frac{m\pi}{a} \cos(\frac{m\pi x}{a}) \sin(\frac{n\pi y}{b}) \mathbf{y}_0] \cdot [-A_{p,q} \frac{p\pi}{a_p} \sin(\frac{p\pi(x-x_0)}{a_p}) \cos(\frac{q\pi(y-y_0)}{b_p}) \mathbf{x}_0 \\
&- A_{p,q} \frac{q\pi}{b_p} \cos(\frac{p\pi(x-x_0)}{a_p}) \sin(\frac{q\pi(y-y_0)}{b_p}) \mathbf{y}_0] ds'
\end{aligned} \tag{A.18}$$

Quedando esta integral de acoplo de la forma:

$$C_{k,m}^{TE-TM} = -A_{m,n} A_{p,q} [\frac{np\pi^2}{ba_p} sx cy - \frac{mq\pi^2}{ab_p} cx sy] \tag{A.19}$$

Caso TM-TM:

$$\begin{aligned}
C_{km}^{TM,TM} &= \int_{ap} \mathbf{h}_m^{*TM}(s') \cdot \mathbf{h}_k^{TM}(s') ds' = \int_{ap} [A_{m,n} \frac{n\pi}{b} \sin(\frac{m\pi x}{a}) \cos(\frac{n\pi y}{b}) \mathbf{x}_0 \\
&- A_{m,n} \frac{m\pi}{a} \cos(\frac{m\pi x}{a}) \sin(\frac{n\pi y}{b}) \mathbf{y}_0] \cdot [A_{p,q} \frac{q\pi}{b_p} \sin(\frac{p\pi(x-x_0)}{a_p}) \cos(\frac{q\pi(y-y_0)}{b_p}) \mathbf{x}_0 \\
&- A_{p,q} \frac{p\pi}{a_p} \cos(\frac{p\pi(x-x_0)}{a_p}) \sin(\frac{q\pi(y-y_0)}{b_p}) \mathbf{y}_0] ds'
\end{aligned} \tag{A.20}$$

De forma análoga a los casos anteriores, se reescribe la ecuación:

$$C_{k,m}^{TM-TM} = A_{m,n} A_{p,q} [\frac{qn\pi^2}{bb_p} sx cy - \frac{mp\pi^2}{aa_p} cx sy] \tag{A.21}$$

En siguiente lugar se procederá a resolver las integrales sx , cy , cx y sy que se han abreviado de esta forma para que la formulación sea más legible y más sencilla de desarrollar. Antes de empezar a desarrollar las integrales hay que indicar varias relaciones

que serán necesarias para este desarrollo:

$$\left\{ \begin{array}{l} x_1 = x_0 \\ x_2 = x_0 + a_p \end{array} \right\} \implies \text{Relación 1A}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} y_1 = y_0 \\ y_2 = y_0 + b_p \end{array} \right\} \implies \text{Relación 2A}$$

$$\sin(A) \sin(B) = -\frac{1}{2}[\cos(A+B) - \cos(A-B)] \implies \text{Relación 3A}$$

$$\cos(A) \cos(B) = \frac{1}{2}[\cos(A+B) + \cos(A-B)] \implies \text{Relación 4A}$$

$$\sin(A) - \sin(B) = 2 \sin\left(\frac{A-B}{2}\right) \cos\left(\frac{A+B}{2}\right) \implies \text{Relación 5A}$$

$$\begin{aligned} sx &= \int_{x_1}^{x_2} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{p\pi(x-x_0)}{a_p}\right) dx = \{\text{se usa 3A}\} = -\frac{1}{2} \int_{x_1}^{x_2} \cos\left(\frac{m\pi x}{a} + \frac{p\pi(x-x_0)}{a_p}\right) dx + \\ &+ \frac{1}{2} \int_{x_1}^{x_2} \cos\left(\frac{m\pi x}{a} - \frac{p\pi(x-x_0)}{a_p}\right) dx = -\frac{1}{2} \int_{x_1}^{x_2} \cos\left(\left(\frac{m\pi}{a} + \frac{p\pi}{a_p}\right)x - \frac{p\pi}{a_p}x_1\right) dx + \\ &+ \frac{1}{2} \int_{x_1}^{x_2} \cos\left(\left(\frac{m\pi}{a} - \frac{p\pi}{a_p}\right)x + \frac{p\pi}{a_p}x_1\right) dx = \\ &\left[-\frac{1}{2} \sin\left[\left(\frac{m\pi}{a} + \frac{p\pi}{a_p}\right)x - \frac{p\pi}{a_p}x_1\right] \left(\frac{m\pi}{a} + \frac{p\pi}{a_p}\right)^{-1} + \frac{1}{2} \cos\left[\left(\frac{m\pi}{a} - \frac{p\pi}{a_p}\right)x + \frac{p\pi}{a_p}x_1\right] \left(\frac{m\pi}{a} - \frac{p\pi}{a_p}\right)^{-1} \right]_{x_1}^{x_2} = \\ &= \{\text{se usa 5B}\} = -\left(\frac{m\pi}{a} + \frac{p\pi}{a_p}\right)^{-1} \sin\left[\left(\frac{m\pi}{a} + \frac{p\pi}{a_p}\right)\left(\frac{x_2-x_1}{2}\right)\right] \cos\left[\left(\frac{m\pi}{a} + \frac{p\pi}{a_p}\right)\left(\frac{x_2+x_1}{2}\right) - \frac{p\pi}{a_p}x_1\right] + \\ &+ \left(\frac{m\pi}{a} - \frac{p\pi}{a_p}\right)^{-1} \sin\left[\left(\frac{m\pi}{a} - \frac{p\pi}{a_p}\right)\left(\frac{x_2-x_1}{2}\right)\right] \cos\left[\left(\frac{m\pi}{a} - \frac{p\pi}{a_p}\right)\left(\frac{x_2+x_1}{2}\right) + \frac{p\pi}{a_p}x_1\right] \end{aligned} \tag{A.22}$$

De forma análoga se desarrolla sy :

$$\begin{aligned} sy &= \int_{y_1}^{y_2} \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \sin\left(\frac{q\pi(y-y_0)}{b_p}\right) dy = \{\text{se usa 2A, 3A y 5A}\} \\ &= -\left(\frac{n\pi}{b} + \frac{q\pi}{b_p}\right)^{-1} \sin\left[\left(\frac{n\pi}{b} + \frac{q\pi}{b_p}\right)\left(\frac{y_2-y_1}{2}\right)\right] \cos\left[\left(\frac{n\pi}{b} + \frac{q\pi}{b_p}\right)\left(\frac{y_2+y_1}{2}\right) - \frac{q\pi}{b_p}y_1\right] + \\ &+ \left(\frac{n\pi}{b} - \frac{q\pi}{b_p}\right)^{-1} \sin\left[\left(\frac{n\pi}{b} - \frac{q\pi}{b_p}\right)\left(\frac{y_2-y_1}{2}\right)\right] \cos\left[\left(\frac{n\pi}{b} - \frac{q\pi}{b_p}\right)\left(\frac{y_2+y_1}{2}\right) + \frac{q\pi}{b_p}y_1\right] \end{aligned} \tag{A.23}$$

Cálculo de cx :

$$\begin{aligned}
cx &= \int_{x_1}^{x_2} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{p\pi(x-x_0)}{a_p}\right) dx = \{se\ usa\ 4A\} = \frac{1}{2} \int_{x_1}^{x_2} \cos\left(\frac{m\pi x}{a} + \frac{p\pi(x-x_0)}{a_p}\right) dx + \\
&+ \frac{1}{2} \int_{x_1}^{x_2} \cos\left(\frac{m\pi x}{a} - \frac{p\pi(x-x_0)}{a_p}\right) dx = \frac{1}{2} \int_{x_1}^{x_2} \cos\left(\left(\frac{m\pi}{a} + \frac{p\pi}{a_p}\right)x - \frac{p\pi}{a_p}x_1\right) dx + \\
&+ \frac{1}{2} \int_{x_1}^{x_2} \cos\left(\left(\frac{m\pi}{a} - \frac{p\pi}{a_p}\right)x + \frac{p\pi}{a_p}x_1\right) dx = \\
&\left[\frac{1}{2} \sin\left[\left(\frac{m\pi}{a} + \frac{p\pi}{a_p}\right)x - \frac{p\pi}{a_p}x_1\right]\left(\frac{m\pi}{a} + \frac{p\pi}{a_p}\right)^{-1} + \frac{1}{2} \cos\left[\left(\frac{m\pi}{a} - \frac{p\pi}{a_p}\right)x + \frac{p\pi}{a_p}x_1\right]\left(\frac{m\pi}{a} - \frac{p\pi}{a_p}\right)^{-1}\right]_{x_1}^{x_2} = \\
&= \{se\ usa\ 5A\} = \left(\frac{m\pi}{a} + \frac{p\pi}{a_p}\right)^{-1} \sin\left[\left(\frac{m\pi}{a} + \frac{p\pi}{a_p}\right)\left(\frac{x_2-x_1}{2}\right)\right] \cos\left[\left(\frac{m\pi}{a} + \frac{p\pi}{a_p}\right)\left(\frac{x_2+x_1}{2}\right) - \frac{p\pi}{a_p}x_1\right] + \\
&+ \left(\frac{m\pi}{a} - \frac{p\pi}{a_p}\right)^{-1} \sin\left[\left(\frac{m\pi}{a} - \frac{p\pi}{a_p}\right)\left(\frac{x_2-x_1}{2}\right)\right] \cos\left[\left(\frac{m\pi}{a} - \frac{p\pi}{a_p}\right)\left(\frac{x_2+x_1}{2}\right) + \frac{p\pi}{a_p}x_1\right]
\end{aligned} \tag{A.24}$$

Cálculo de cy :

$$\begin{aligned}
cy &= \int_{y_1}^{y_2} \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{q\pi(y-y_0)}{b_p}\right) dy = \{se\ usa\ 2A,\ 4A\ y\ 5A\} \\
&= \left(\frac{n\pi}{b} + \frac{q\pi}{b_p}\right)^{-1} \sin\left[\left(\frac{n\pi}{b} + \frac{q\pi}{b_p}\right)\left(\frac{y_2-y_1}{2}\right)\right] \cos\left[\left(\frac{n\pi}{b} + \frac{q\pi}{b_p}\right)\left(\frac{y_2+y_1}{2}\right) - \frac{q\pi}{b_p}y_1\right] + \\
&+ \left(\frac{n\pi}{b} - \frac{q\pi}{b_p}\right)^{-1} \sin\left[\left(\frac{n\pi}{b} - \frac{q\pi}{b_p}\right)\left(\frac{y_2-y_1}{2}\right)\right] \cos\left[\left(\frac{n\pi}{b} - \frac{q\pi}{b_p}\right)\left(\frac{y_2+y_1}{2}\right) + \frac{q\pi}{b_p}y_1\right]
\end{aligned} \tag{A.25}$$

Una vez resueltas las integrales de acoplo hay que tener en cuenta que pueden darse ciertas indeterminaciones. Dichas indeterminaciones se resolverán a continuación, permitiendo cualquier tipo de combinación en los índices modales a la hora de resolver un problema.

En sx y cx se dará una indeterminación cuando se cumpla que:

$$\left(\frac{m\pi}{a} - \frac{p\pi}{a_p}\right)^{-1} = 0 \tag{A.26}$$

Esta indeterminación se cumple cuando se da alguna de las siguientes condiciones:

$$\begin{aligned}
\frac{m\pi}{a} &= \frac{p\pi}{a_p} \\
m &= 0 \ y \ p = 0
\end{aligned} \tag{A.27}$$

Cuando se da la primera condición, en las ecuaciones (A.22) y (A.24), el término que acompaña multiplicando a $\left(\frac{m\pi}{a} - \frac{p\pi}{a_p}\right)^{-1}$ se hace infinito, teniendo entonces una indeterminación del tipo $0 \times \infty$. Por tanto, una vez que se resuelva dicha indeterminación, esa integral quedaría de la forma $\frac{x_2-x_1}{2}$. Cuando se da la segunda condición ($m = 0$ y $p = 0$), volvemos a tener una indeterminación en las ecuaciones de sx y cx del tipo $0 \times \infty$. Por tanto una vez que se resuelva la indeterminación, el resultado es el mismo

que el anterior, $\frac{x_2-x_1}{2}$.

Por último se resuleven las indeterminaciones de sy y cy (ecuaciones (A.23) y (A.25)). Estas expresiones son análogas a las anteriores, por lo que estas indeterminaciones se darán cuando:

$$\left(\frac{n\pi}{b} - \frac{q\pi}{b_p}\right)^{-1} = 0 \quad (\text{A.28})$$

Esta situación ocurre cuando se produce alguna de las siguientes condiciones:

$$\begin{aligned} \frac{n\pi}{b} &= \frac{q\pi}{b_p} \\ n &= 0 \text{ y } q = 0 \end{aligned} \quad (\text{A.29})$$

Se puede ver que el resultado de las indeterminaciones también será análogo al de las ecuaciones cx y sx , por lo que las soluciones en ambos casos serán $\frac{y_2-y_1}{2}$.

Apéndice B

Análisis de guías de onda con FEST3D

FEST3D es una herramienta de software capaz de analizar componentes de microondas pasivos complejos basados en tecnología de guía de onda y cavidad coaxial de forma eficiente computacionalmente y con alta precisión en comparación con otros métodos como Mode Matching. Además, las herramientas avanzadas de síntesis de FEST3D se pueden utilizar para diseñar filtros paso-banda, dual-mode y paso-baja a partir de las especificaciones del usuario.

FEST3D se basa en la técnica de ecuación integral que es resuelta de forma eficiente por el Método de los Momentos. Además, el método BI-RME se emplea para resolver numéricamente las integrales de acoplo de guías de onda complejas con una sección transversal arbitraria. La combinación de ambos métodos asegura una gran precisión y una reducción en los recursos computacionales (en términos de tiempo de CPU y memoria)[7].

Por tanto, una vez se conoce el entorno FEST3D y como trabaja, se procede a la explicación de los pasos a seguir para analizar, con dicho programa, una guía de onda rectangular que contiene en su sección transversal una discontinuidad como la analizada en el Capítulo 1.

- En primer lugar se muestra el entorno de trabajo en la Figura B.1.

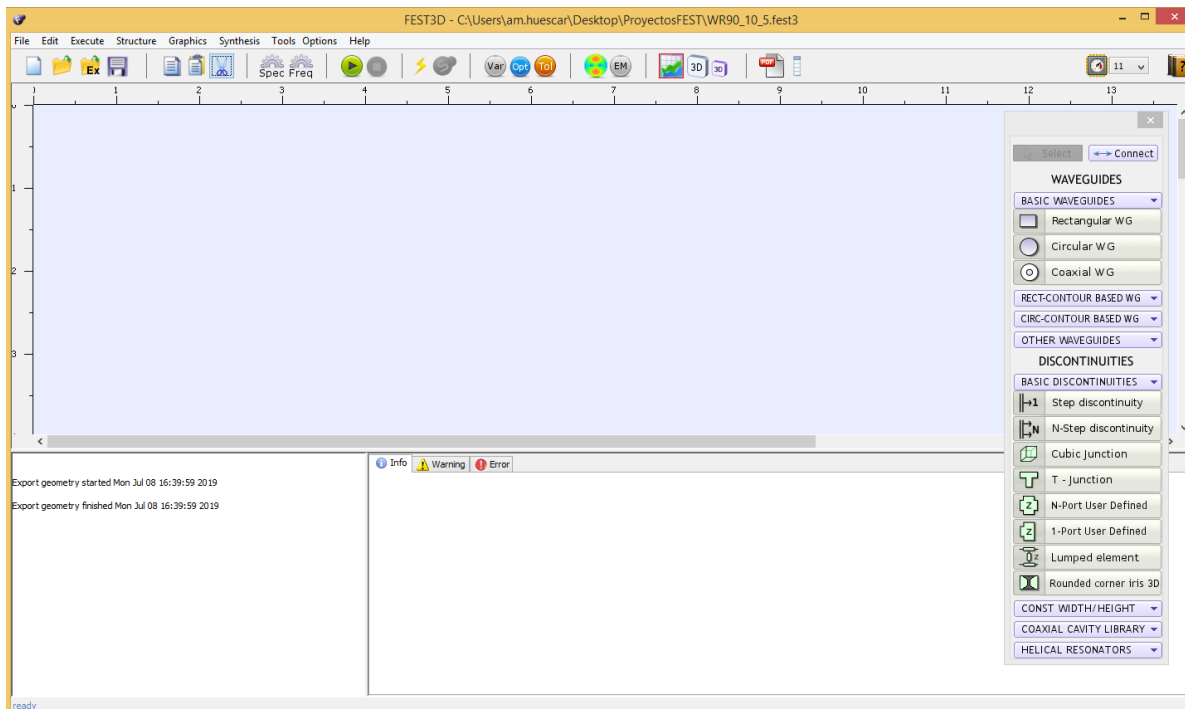


Figura B.1: Entorno de trabajo de FEST3D.

En dicho entorno se pueden apreciar tres partes diferenciadas, que son la barra de herramientas, la parte donde se construye el esquemático y la librería de componentes (que se puede apreciar a la derecha de la Figura B.1).

- En segundo lugar se procede a la construcción del esquemático. Para ello seleccionamos de la librería de componentes una guía de onda rectangular (la que está rodeada en rojo en la Figura B.2) y se coloca en la parte del esquemático. En la construcción de una guía con una discontinuidad en su parte central, esta primera guía hace referencia a la guía de entrada, por lo que es necesario colocar dos componentes más de este tipo, uno para el iris y otro para la guía de salida. Para conectar dos componentes de tipo “Rectangular WG” (los tramos de guía de onda) usamos el componente “Step discontinuity” (que sirve para controlar el offset entre dos guías adjuntas y su rotación y que vemos rodeado en rojo en la Figura B.2).

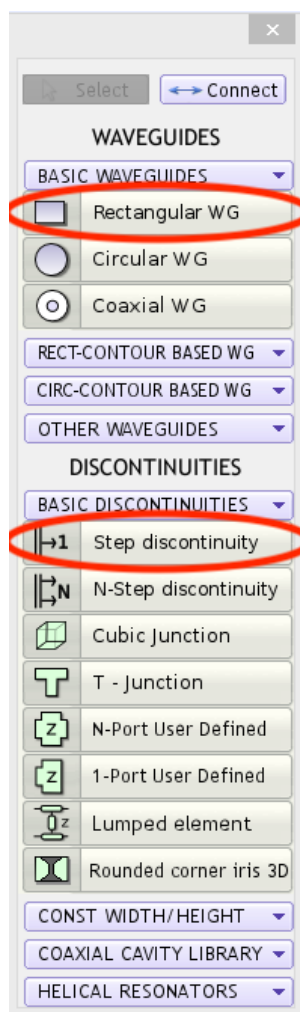


Figura B.2: Librería de componentes de FEST3D.

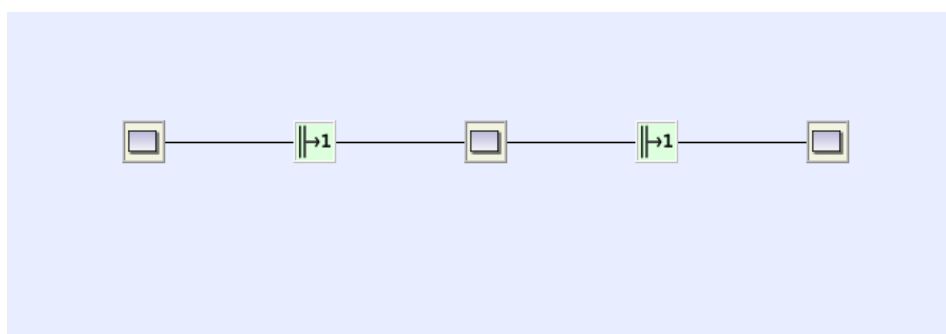


Figura B.3: Esquemático de una guía de onda con una discontinuidad en FEST3D.

Por tanto, el esquemático de una guía de onda cuando se coloca una apertura rectangular en la sección transversal de dicha guía, se ve como en la imagen B.3.

• En tercer lugar hay que fijar los parámetros relativos a las dimensiones de las guías (anchura A, altura B y longitud L) así como el tipo de componente (puerto de entrada salida para las guías de entrada y salida o línea de transmisión para la discontinuidad). Estas características se pueden ver en la Figura B.4. Además, se deberá fijar el barrido en frecuencia en el que se desea analizar el dispositivo. Para finalizar, se deberán fijar los parámetros específicos de convergencia del método (número de modos accesibles, número de funciones de base y test usadas en el MoM y términos en el kernel). A continuación se detallan cada uno de estos pasos:

- 1º. Configuración de las guías de onda del esquemático.

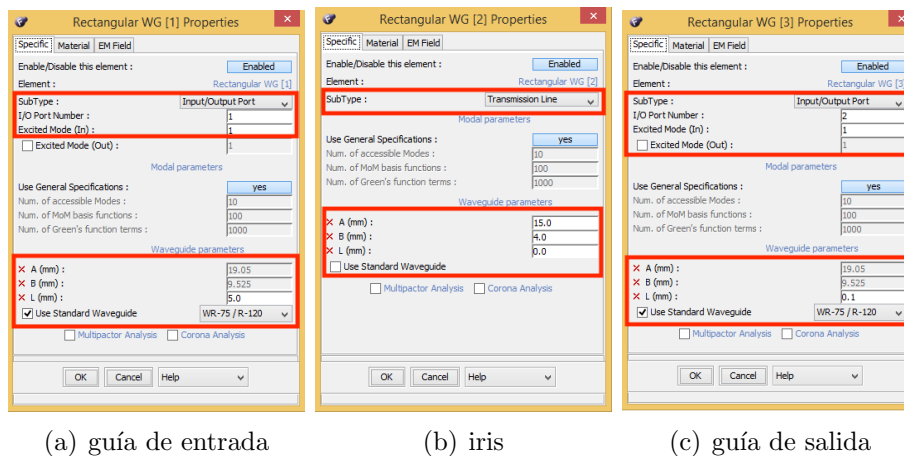


Figura B.4: Configuración de las guías en FEST3D.

La guía de entrada debe ser configurada como puerto de entrada, y como es el caso de la formulación, será excitada con el primer modo accesible como se puede ver en el primer cuadrado de la figura B.4.a. También hay que indicar las dimensiones de la guía. En este paso se pueden utilizar dimensiones comerciales o específicas del usuario.

En el iris hay que indicar el tamaño de la apertura. Además hay que tener en cuenta que el programa permite el cálculo para discontinuidades de espesor nulo, por tanto en L se puede poner una longitud de 0 mm como se puede observar en la Figura B.4.b. Otro dato importante es que esta guía que simula la discontinuidad de espesor nulo se comporta como línea de transmisión. De hecho todas las guías internas (es decir, aquellas que no hacen referencia a la guía de entrada y de salida), se configuran como líneas de transmisión.

Por último, se configura la última guía como un puerto de salida, y se le indican de nuevo las dimensiones de la guía, que pueden ser medidas comerciales o específicas

del usuario.

Otro dato importante es que modificando la longitud de la primera y de la última guía, se puede seleccionar la posición del iris dentro de la guía total como se puede ver en los parámetros de las Figuras B.4.a y B.4.c. Es decir, si la guía total mide 10 cm y se quiere que el iris esté en la mitad, cada una deberá medir 5 cm.

- 2º. Configuración del barrido frecuencial y los parámetros numéricos.
Para configurar el barrido frecuencial y las especificaciones hay que pulsar sobre los botones que se indican en la figura B.5 de la barra de herramientas.



Figura B.5: Barra de herramientas de FEST3D: Configuración de especificaciones.

Cuando se pulsa la opción “Freq” aparece un panel de configuración como el de la Figura B.6.

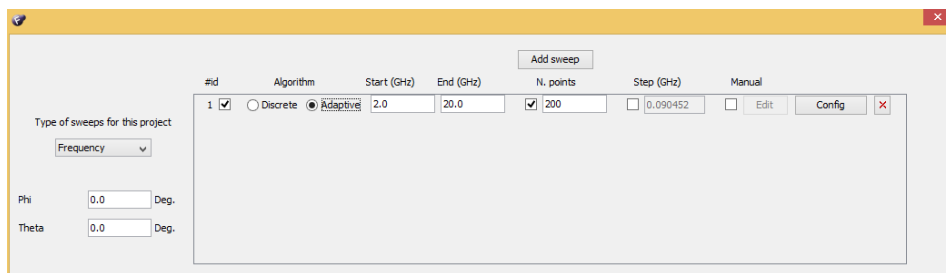


Figura B.6: Configuración frecuencial en FEST3D.

En esta ventana se configura el inicio y final del barrido y el número de puntos que se desean en el análisis.

Cuando se pulsa la opción “Spec” aparece un panel de configuración como el de la Figura B.7.

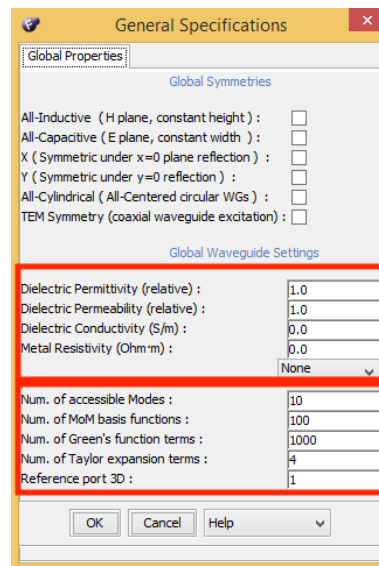


Figura B.7: Configuración de las especificaciones en FEST3D.

En el primer recuadro de la figura B.7 se configuran los parámetros asociados al material. En el segundo recuadro se observan los parámetros numéricos específicos que el usuario debe fijar de forma que se asegure la convergencia de los resultados. Estos parámetros, que se han ido explicando a lo largo de los Capítulos 1 y 3, son: el número de modos accesibles, el número de funciones de base y test usados en la expansión y el número de términos en el kernel. Es importante fijar estos parámetros de forma adecuada ya que si se fijan por debajo del número requerido los resultados no serán convergentes. Si por el contrario estos parámetros se sobredimensionan, los resultados sí serán convergentes pero el tiempo computacional será más elevado de lo necesario.

- Finalmente, para visualizar los resultados se selecciona en la barra de herramientas (ver Figura B.8) la opción “play” que analiza la estructura y muestra los parámetros S de la estructura bajo objeto de estudio. En la Figura B.10 se pueden ver los resultados de los parámetros S que proporciona FESTA3D.

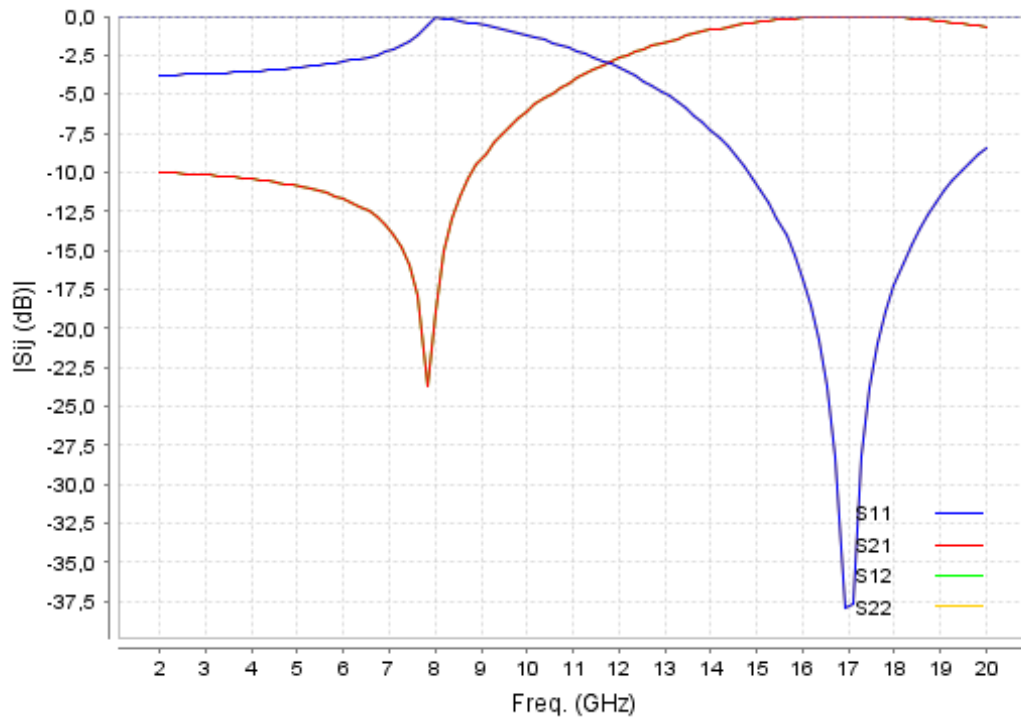


Figura B.10: Parámetros S simulados con FESTA3D de la guía que se muestra en la Figura B.9.

Bibliografía

- [1] N. MARCUVITZ, *Waveguide Handbook, MIT Radiation Laboratory Series*, vol. 10, New York Mc-Graw-Hill, 1951.
- [2] M. SALAZAR PALMA, T. K. SARKAR, L. E. GARCIA CASTILLO, T. ROY y A. DJORDJEVIC, *Iterative and Self-Adaptive Finite Elements in Electromagnetic Modeling*. Norwood, MA, USA: Artech House, Inc., 1998.
- [3] A. F. PETERSON, S. L. RAY y R. MITTRA, *Finite-Difference Time Domain Methods on Orthogonal Meshes*. Wiley-IEEE Press, 1998, pp. 495-523.
- [4] G. CONCIAURO, M. GUGLIELMI y R. SORRENTINO, *Advanced Modal Analysis. CAD Techniques for Waveguide Components and Filters*, New York: J. Wiley & Sons, 1999.
- [5] CELIA GÓMEZ MOLINA, FERNANDO QUESADA PEREIRA, ALEJANDRO ÁLVAREZ MELCÓN, VICENTE E. BORJA, MARCO GUGLIELMI. ‘*Electric Multimode Equivalent Network Technique for Multilayer Shielded Circuits Based on Arbitrary Rectangular Elements*’.
- [6] ALEJANDRO ALVAREZ MELCÓN, JUAN R. MOSIG AND MARCO GUGLIELMI. ‘*Efficient CAD of Boxed Microwave Circuits Based on Arbitrary Rectangular Elements*’ International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications. ICEAA19, Session 41, Granada (Spain), 9-13 September 2019.
- [7] <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/fest3d/>.
- [8] CELIA GÓMEZ MOLINA, FERNANDO QUESADA PEREIRA, ALEJANDRO ÁLVAREZ MELCÓN, STEPHAN MARINI, MIGUEL A. SÁNCHEZ-SORIANO, VICENTE E. BORJA AND MARCO GUGLIELMI. ‘*Novel Rigorous Multimode Equivalent Network Formulation for Boxed Planar Circuits with Arbitrarily Shaped Metallizations*’, arXiv. Paper: arXiv:1909.07658 [eess.SP], September 18th, 2019. <http://arxiv.org/abs/1909.07658>
- [9] G. CONCIAURO, M. BRESSAN AND C. ZUFFADA, ‘*Waveguide modes via an integral equation leading to a linear matrix eigenvalue problem*’, *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. MTT-32, no. 11, Nov. 1984, pp. 1495 - 1504.

- [10] G. CONCIAURO, P. ARCIONI, M. BRESSAN AND L. PERREGRINI, '*Wideband Modeling of Arbitrary Shaped H-plane Waveguide Components by the 'Boundary Integral-Resonant Mode Expansion Method'*', *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. MTT-44, no. 7, July 1996, pp. 2083 - 2092.

- [11] P. ARCIONI, M. BRESSAN, G. CONCIAURO AND L. PERREGRINI, '*Wideband Modeling of Arbitrary Shaped E-plane Waveguide Components by the 'Boundary Integral-Resonant Mode Expansion Method'*', *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. MTT-44, no. 11, Nov. 1996, pp. 2083 - 2092.