



UNIVERSIDAD
POLITECNICA
DE VALENCIA



Máster Universitario
en Tecnologías, Sistemas y
Redes de Comunicaciones

Análisis de Banda Ancha de Filtros de Microondas con Geometrías Arbitrarias Empleando una Nueva Técnica de Descomposición en Valores Singulares

Autor: Andrés Berenguer Alonso

Director: Vicente E. Boria Esbert

Fecha de comienzo: 01/02/2008

Lugar de trabajo: Grupo de Aplicaciones de Microondas del iTEAM

Objetivos

El objetivo fundamental de este trabajo ha consistido en el desarrollo de una nueva técnica eficiente de análisis y predicción de los campos electromagnéticos en diversas estructuras. Actualmente, el software disponible para calcular los campos en este tipo de geometrías arbitrarias son costosos simuladores comerciales, que utilizan métodos numéricos como elementos finitos (Ansoft HFSS) o diferencias finitas (CST Microwave Studio), pero que consumen muchos recursos computacionales y tienen una convergencia bastante lenta.

Metodología

Para el desarrollo de esta nueva técnica de análisis de filtros de microondas ha sido necesaria la programación de la teoría subyacente mediante el lenguaje de programación FORTRAN.

Resultados

En este trabajo de investigación se ha presentado una nueva técnica numérica basada en el método BI-RME para el análisis de estructuras complejas de dispositivos de microondas con excitación mediante cable coaxial. Por primera vez, el contacto físico entre la sonda del coaxial que penetra en la cavidad del filtro de microondas y el poste interno conductor del mismo ha sido rigurosamente modelado a través de un análisis de banda ancha. Se ha presentado un nuevo algoritmo basado en una técnica numérica de descomposición algebraica en valores singulares (SVD) con el fin de obtener las contribuciones solenoidales y no solenoidales de las funciones base RWG con la formulación BI-RME. Los resultados presentados en este trabajo han demostrado una gran similitud con los obtenidos mediante otras herramientas comerciales basadas en diferentes técnicas de análisis, y con la ventaja de obtener una reducción considerable en el tiempo de simulación.

Líneas futuras

Un gran porcentaje de los filtros de microondas empleados en comunicaciones por satélite presentan una estructura simétrica, siendo las cavidades de entrada y de salida idénticas. Por tanto, se podrían almacenar las matrices soluciones de la cavidad de entrada en memoria y emplearlas posteriormente para analizar la cavidad de salida. De esta forma se podría obtener una reducción estimada de hasta un 40% del tiempo de cálculo.

Por otro lado, en el análisis de filtros microondas como los que se presentan en este trabajo, se podría considerar un mallado adaptativo de forma que éste sea mucho más preciso en zonas críticas de la estructura y más relajado en zonas menos relevantes de la misma a la hora de obtener su respuesta eléctrica. La reducción en tiempo de cálculo estimada que se podría conseguir empleando este procedimiento estaría en torno a un 60%.

Publicaciones

A continuación se citan las publicaciones obtenidas a partir de este trabajo de investigación.

1. F.D. Quesada, A. Vidal, F.J Pérez, A. Berenguer, A. San Blas, F. Mira, V.E. Boria, B. Gimeno, A. Álvarez, *Broad Band Analysis of Arbitrarily Shaped Microwave Filters Using a Novel Singular*

Value Decomposition Technique, European Conference on Antennas and Propagation 2010, 12-16 April 2010, Barcelona.

2. F.D. Quesada, A. Vidal, F.J Pérez, A. Berenguer, A. San Blas, F. Mira, V.E. Boria, B. Gimeno, A. Álvarez, *Broad Band Analysis of Arbitrarily Shaped Microwave Filters Using a Novel Singular Value Decomposition Technique*, ECCM 2010 IV European Conference on Computational Mechanics, Palais des Congrès, Paris, France, May 16-21, 2010.

Abstract

En este trabajo se propone una técnica eficiente para el análisis de banda ancha de una amplia variedad de filtros de microondas. El método está basado en el conocido método BI-RME (Boundary Integral Resonant Mode Expansion). Sin embargo, el modelado riguroso de la excitación coaxial se encuentra limitado a sondas cilíndricas que no contactan con el área metálica de las estructuras de los resonadores, ya que la técnica original asume funciones base especializadas para la implementación del método BI-RME. Estas funciones base se ajustan a geometrías cilíndricas, y son divididas en dos conjuntos (solenoidal y no solenoidal), debido a las características específicas de la formulación BI-RME. En nuestro caso, se extiende por primera vez la técnica para el análisis de filtros de microondas complejos en los que sonda coaxial se encuentra en contacto directo con el poste metálico interior de las cavidades de entrada y salida. En esta situación es necesario un conjunto más general de funciones de expansión tales como las funciones base Rao-Wilton-Glisson (RWG). Desafortunadamente, estas funciones base RWG no pueden utilizarse en su formato original cuando se emplean en el método BI-RME, y son necesarios algunos tipos de procedimientos numéricos para obtener sus contribuciones solenoidal y no solenoidal. Un nuevo procedimiento basado en una técnica numérica de descomposición algebraica en valores singulares (SVD) se ha empleado en este trabajo, por primera vez, para dividir el conjunto original de funciones base RWG en sus componentes solenoidal y no solenoidal.

ÍNDICE

I. Introducción	4
I.1. Motivación y estado del arte	4
I.2. Estructura del Trabajo Fin de Máster	7
II. Método BI-RME 3D	8
II.1. Introducción.....	8
II.2. Desarrollo para estructuras 3D arbitrarias	9
II.3. Modos resonantes de la cavidad	16
II.4. Matriz de admitancias generalizada en forma de series	17
III. Funciones base RWG (Rao-Wilton-Glisson)	19
III.1. Introducción	19
III.2. Desarrollo de funciones base 3D arbitrarias	19
III.3. Propiedades de las funciones base RWG	20
III.4. Aproximación de la corriente mediante funciones base RWG	22
IV. Resultados	24
IV.1. Introducción	24
IV.2. Fundamentos teóricos	24
IV.3. Resultados.....	25
V. Conclusiones	37
Agradecimientos	38
Referencias	38
Anexos	40

I. Introducción

Sin duda alguna, los sistemas de comunicaciones espaciales constituyen el soporte de numerosas aplicaciones de la moderna Sociedad de la Información. Así por ejemplo, dichos sistemas soportan desde la clásica aplicación de radiodifusión global de señales de radio y TV, hasta las más recientes aplicaciones en observación remota de la Tierra (meteorología, gestión de recursos hídricos, detección de catástrofes naturales), así como la monitorización global del planeta (sistema GMES para seguridad y medio ambiente) y los sistemas de radiolocalización (sistemas GPS y GALILEO). La carga útil de los satélites que proveen todos estos sistemas constan de un gran número de filtros (por ejemplo en las etapas de entrada y salida, así como en los diversos diplexores y multiplexores existentes), cuyo desarrollo óptimo (en términos mecánicos, de masa y volumen, de manejo de potencia y de respuesta eléctrica) sigue siendo objeto de enorme interés en el ámbito aeroespacial.

Los avances recientes en métodos de análisis y diseño asistido por ordenador (CAD) están permitiendo resolver problemas electromagnéticos cada vez más complejos, que antes resultaban inabordables. El desarrollo de nuevas técnicas de análisis permite un enorme abanico de aplicaciones y fomenta invenciones de nuevas topologías de filtros, cuyo desarrollo estaba antes limitado por las capacidades informáticas y por la carencia de las herramientas adecuadas. Así pues, las nuevas herramientas disponibles permitirán idear nuevas geometrías más compactas de filtros de alta frecuencia (microondas y ondas milimétricas), así como predecir mejor su rendimiento global dentro de la carga útil de los satélites donde finalmente se embarquen.

Desde un punto de vista práctico, todas estas nuevas técnicas tienen una aplicación directa en el diseño y optimización de los componentes pasivos embarcados en los satélites, que es un campo puntero en el mundo de las Telecomunicaciones, tanto tecnológica como económicamente. El desarrollo completo de estas estructuras (considerando por ejemplo el estudio de efectos de descarga de RF y no lineales, tales como los efectos Multipactor y Corona, así como la intermodulación pasiva o PIM) es de suma importancia para la industria aeroespacial, ya que reducirá considerablemente los tiempos y costes de diseño, pues evitará la realización de numerosas pruebas experimentales que se realizan tradicionalmente para validar las nuevas topologías a desarrollar. En paralelo, los nuevos diseños deben afrontar el reto de requerimientos más estrictos (menor masa y volumen, pérdidas reducidas), así como permitir la operación a frecuencias cada vez más altas y con un mayor manejo de potencia. Todo ello supone un mayor esfuerzo en las áreas del análisis electromagnético, el diseño asistido por ordenador y la predicción de los citados efectos indeseados (descarga de RF y PIM).

I.1. Motivación y estado del arte

El análisis de estructuras pasivas de microondas con gran precisión constituye uno de los temas de mayor interés en los últimos tiempos, debido a la tendencia actual de construir sistemas de

telecomunicación operando a frecuencias más altas y con mayores anchos de banda. Este incremento en la frecuencia de operación supone un menor margen de tolerancias en el proceso de fabricación, y por lo tanto una mayor necesidad de poder predecir el alcance de ciertas limitaciones inherentes a la fabricación de dispositivos reales.

En particular, el estudio de estructuras compuestas por secciones de guía rectangular con postes conductores u otros obstáculos de sección cilíndrica (por ejemplo postes con reentrantes) ha cobrado importancia en los últimos años, debido a su utilización práctica en la construcción de diversos tipos de filtros, tales como coaxiales (compline), interdigitales o de modo evanescente, donde los postes se sitúan a lo largo de una cavidad rectangular, generando cada uno de ellos un polo en la respuesta electromagnética del filtro [1]. En algunos filtros, se puede hacer uso también de los postes como tornillos de sintonía, que en este caso no son los elementos principales del filtro, sino que se usan para regular la respuesta de éste.

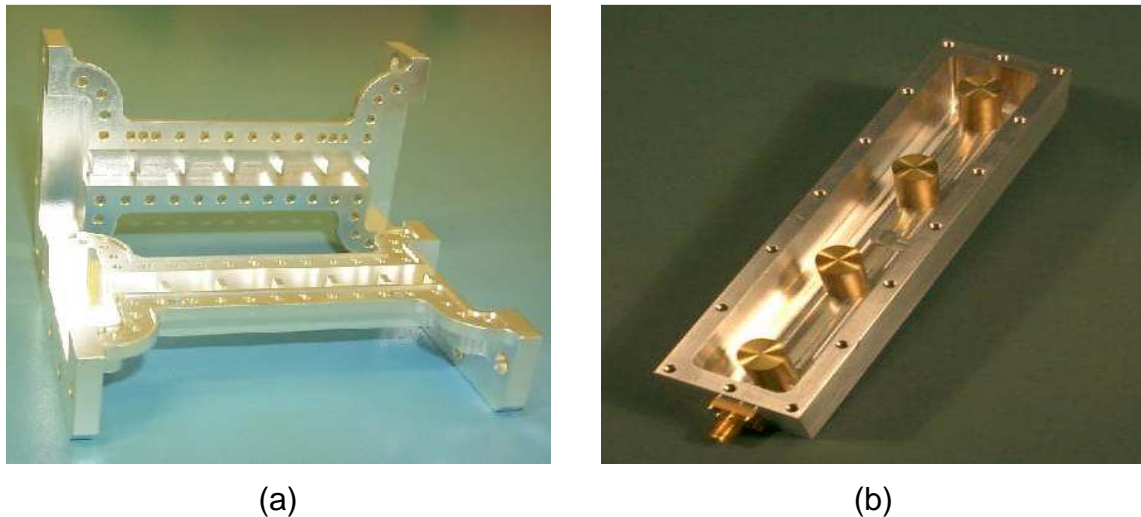


Fig.1. Filtro de modo evanescente (guía al corte con inserciones metálicas) en a), y filtro basado en resonadores de tipo compline en b).

Finalmente, otra aplicación importante de los postes es su inclusión en filtros de modo dual como tornillos horizontales, verticales e inclinados, que permiten ajustar la respuesta en frecuencia de dichos filtros y conseguir el acoplo necesario en los mismos.

En la mayoría de los casos, debido a la reducida distancia entre los obstáculos conductores y los puertos de la sección de guía bajo estudio, resulta necesario obtener una representación multimodal para caracterizar el bloque mediante algún tipo de matriz generalizada (por ejemplo de dispersión, admitancias o impedancias). A la hora de calcular esta matriz, podemos hacer uso de algún código basado en métodos estrictamente numéricos que emplean una discretización espacial (Finite Element Method, FEM) o temporal (Finite Difference Time Domain, FDTD) [2, 3, 4], los cuales se

basan en mallados tridimensionales que suelen emplear elevados tiempos de cálculo y requisitos de memoria. Por este motivo, y a pesar de su gran versatilidad, estos métodos no son prácticos para herramientas de diseño asistido por ordenador (CAD), sobre todo cuando en dichos procesos se necesita realizar repetidos cálculos con un elevado número de puntos en frecuencia. Resulta por tanto preferible usar métodos de análisis más especializados que eviten mallados volumétricos y cálculos en frecuencia punto a punto.

El primer requisito se satisface mediante el uso de la técnica de adaptación modal (Mode-Matching, MM), cuya implementación, sin embargo, depende de cada estructura en particular (por ejemplo, un poste cilíndrico en una guía rectangular [5, 6, 7] o un poste reentrante [8]). Para superar la falta de flexibilidad de este método se puede utilizar un método híbrido de integral de contorno y adaptación modal (Boundary Integral – Mode Matching, BI-MM) [9], el cual se puede aplicar para estructuras de simetría radial con forma arbitraria. Sin embargo, en este método (al igual que sucede con la adaptación modal) se precisa la resolución de ecuaciones que contienen funciones trascendentes que dependen de la frecuencia, por lo que es necesario resolver el problema frecuencia a frecuencia. Este inconveniente supone esfuerzos computacionales elevados, especialmente cuando se precisa de soluciones en grandes anchos de banda con mucha resolución frecuencial.

Con el uso de métodos que trabajan en el dominio de Laplace [10], se evita tener que realizar los cálculos para cada punto en frecuencia. Con estos métodos, la matriz generalizada buscada se puede obtener en forma de expansión de polos en el dominio de Laplace, lo cual permite el cálculo de la respuesta en frecuencia dentro de una banda amplia y con la resolución deseada en tiempos de cálculo prácticamente despreciables. Dentro de este tipo de métodos, los más interesantes están basados en la formulación en el dominio espacial de los sistemas de ecuaciones, que permiten determinar macro-modelos de orden reducido para dispositivos de microondas utilizando técnicas de subespacio de Krylov de gran eficiencia y robustez [11, 12]. Por este motivo, en [13], [14] se han usado las técnicas del subespacio de Krylov en combinación con las citadas técnicas FEM y FDTD, solventado en parte la ineficiencia de estos métodos para el diseño de dispositivos de microondas con geometrías tridimensionales complejas. Una mejora aún mayor se propone en [15], donde la necesidad de un mallado más fino alrededor del obstáculo se ha reducido al representar el obstáculo como un “macro-elemento”, representado en el dominio de Laplace por una matriz generalizada de inmitancias (admitancias o impedancias).

La necesidad de un mallado tridimensional en los métodos del dominio de Laplace puede evitarse mediante el uso de una formulación espacial de las ecuaciones de los campos electromagnéticos en forma integral. Esta posibilidad se recoge en un método híbrido que combina la técnica de ecuación integral con expansión modal resonante (Boundary Integral Resonant Mode Expansión, BI-RME), el cual ya se ha aplicado al cálculo de la matriz de admitancias generalizada (en inglés GAM) de componentes en guías de ondas con geometrías arbitrarias en dos y tres

dimensiones [16, 17, 18, 19, 20, 21, 22]. Las reducidas dimensiones del problema obtenido siguiendo esta técnica, y la posibilidad de encontrar la expansión de polos para la GAM mediante la resolución de un problema lineal de autovalores, supone una gran ventaja en cuanto a tiempos de cálculo y requisitos de memoria.

La aplicación del método BI-RME a la estructura particular que estudiamos en la presente tesina presenta varias ventajas: en primer lugar, el campo electromagnético producido por la presencia del obstáculo conductor puede considerarse como el campo generado por las corrientes inducidas en el obstáculo situado dentro de una cavidad resonante rectangular, lo que reduce el número de incógnitas del problema; en segundo lugar, la función de Green presente en el método BI-RME se puede calcular de forma muy eficiente mediante el uso de las series obtenidas aplicando el método de Ewald [23, 24].

1.2. Estructura del Trabajo Fin de Máster

Este Trabajo Fin de Máster se estructura en cinco capítulos.

En el primer capítulo se hace una breve introducción sobre el estado del arte en el análisis de estructuras de microondas, incluyendo los motivos de la elección y realización de este trabajo de investigación.

En el segundo capítulo se presenta la formulación del método BIRME-3D (Boundary Integral - Resonant Mode Expansion), el cual se utiliza para resolver de forma eficiente problemas electromagnéticos mediante la resolución de un problema de autovalores y autovectores.

En el tercer capítulo se describen las funciones base elegidas para representar la corriente que fluye a través de una superficie conductora: las funciones base RWG (Rao-Wilton-Glisson). En este capítulo se hace un rápido repaso del motivo de su elección y de sus propiedades.

En el cuarto capítulo se muestran los resultados obtenidos para diferentes estructuras de filtros de microondas. Se comparan los parámetros S obtenidos mediante esta nueva técnica numérica de descomposición algebraica en valores singulares (SVD) fundamentado en el método BI-RME con los resultados de otras herramientas comerciales de análisis como HFSS o MICIAN basados en técnicas de Elementos Finitos y Mode-Matching, respectivamente.

Finalmente, en el quinto capítulo se presentan de manera resumida las principales conclusiones derivadas del presente trabajo de investigación.

II. Método BI-RME 3D

II.1. Introducción

El método BI-RME (Boundary Integral - Resonant Mode Expansion) es una técnica eficiente para la solución numérica de problemas electromagnéticos mediante su formulación en términos de problemas lineales de autovalores y autovectores.

Este método fue introducido inicialmente para el cálculo de modos en guías de sección transversal arbitraria [25]. Siguiendo las líneas del BEM (Boundary Element Method) [26], las frecuencias de corte y las corrientes en las paredes de la guía se encontraban resolviendo una ecuación de autovalores, obtenida imponiendo la condición de cortocircuito al campo eléctrico generado en la sección transversal por las corrientes incógnitas de las paredes.

A diferencia del BEM, sin embargo, las corrientes se consideraron dentro del resonador 2D rectangular o circular, y el campo eléctrico se representó de forma híbrida, análoga a la representación descrita en [22] para cavidades resonantes. Esta representación híbrida, consistente en integrales de contorno (BI) y expansión en serie de modos resonantes (RME) de convergencia rápida, permitió transformar el problema de autovalores no lineal, partiendo de una integración de contorno, en un problema lineal. Esta transformación se hizo introduciendo un número limitado de variables auxiliares (las amplitudes modales), además de las variables involucradas en la representación de la corriente sobre las paredes. La desventaja del incremento en el número de variables fue compensada ampliamente por la ventaja de evitarse tener que resolver un complejo, y a veces inviable, problema no lineal de autovalores obtenido usando el tradicional BEM.

Más recientemente (ver [27] y [28]), el método BI-RME fue considerado desde un punto de vista diferente, como la solución por el Método de los Momentos (MoM) de un par de ecuaciones integrales lineales de autovalores, derivadas directamente del problema diferencial original. Esta aproximación se adapta mejor a la descripción de la naturaleza matemática del problema, y proporciona una mejor comprensión de las aproximaciones numéricas.

Aunque la teoría del método BI-RME es más compleja que la teoría del tradicional método BEM, la implementación numérica del nuevo método es sólo ligeramente más complicada.

En cualquier caso, la eficiencia, flexibilidad y fiabilidad de los programas basados en el método BI-RME compensan esta pequeña desventaja, al igual que sucede también al compararlos con otros métodos más populares, tales como el Método de los Elementos Finitos (FEM) (ver comparación recogida en [28]).

Los mismos conceptos se encuentran en la extensión del método BI-RME al estudio de los modos resonantes de cavidades con forma arbitraria [17, 18, 19, 20, 21, 22]. En este caso las corrientes sobre las paredes se consideran dentro de una cavidad con forma canónica (esférica, rectangular, cilíndrica,...).

En este capítulo describimos un algoritmo unificado, basado en la representación BI-RME del campo electromagnético, que conduce a ecuaciones de variable de estado, igual que en los métodos de Diferencias Finitas (FD) y FEM, y que fue presentado originalmente en [22]. El número de variables de estado involucradas en este método (equivalente al orden de las matrices) es en comparación con dichos métodos mucho más pequeño, y además el mallado solo se realizará en este caso en dos dimensiones (sobre la superficie), en lugar de sobre todo el volumen de la estructura. Como consecuencia, este método tiene ventajas desde el punto de vista de los requisitos de memoria y de eficiencia computacional.

II.2. Desarrollo para estructuras 3D arbitrarias

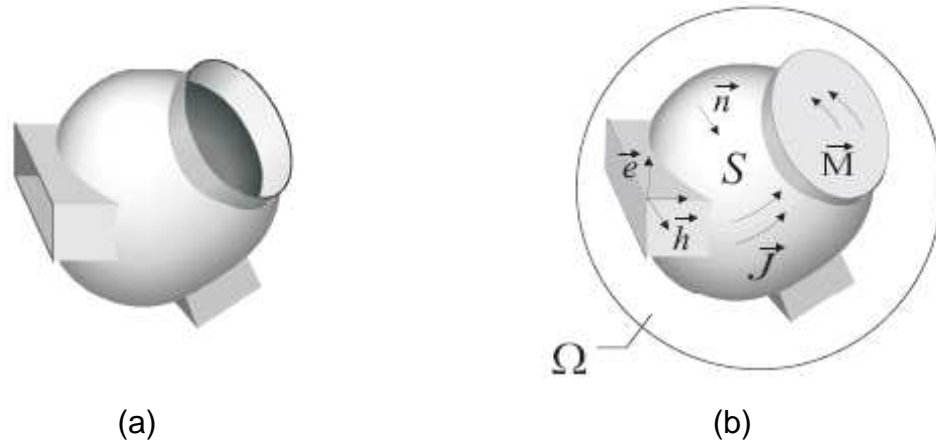


Fig.2. Bloque de un circuito en guía de onda (a); el mismo bloque con puertos cortocircuitados y dentro de un resonador externo.

En la Fig. 2a podemos ver un bloque de un circuito en guía de ondas. El medio, isótropo, homogéneo y sin pérdidas, lo representamos mediante constantes reales ϵ , μ . El contorno S coincide parcialmente con la superficie del conductor perfecto y también con la sección de las guías a través de las cuales este bloque se conecta al resto de la estructura. En general, el campo en estas secciones lo representamos a través de una combinación de modos, por encima y por debajo de la frecuencia de corte. Considerando que tenemos un total de N modos, el bloque se puede representar por una matriz de admitancias generalizada (GAM) de $N \times N$ elementos, relacionando las corrientes modales i_1, i_2, \dots, i_N a las tensiones modales v_1, v_2, \dots, v_N de la siguiente forma

$$Y_{m,n} = \frac{i_m}{v_n}; \quad v_i = 0 \quad \forall i \text{ con } i \neq 0 \quad (1)$$

Definimos por e_n y $h_n = n \times e_n$ los vectores modales eléctricos y magnéticos normalizados, respectivamente, del n -ésimo modo de cada sección de la guía (n es el vector normal unitario entrante en S). La relación de normalización es

$$\int_{S_p} e_m \cdot e_n \, dS = \int_{S_p} h_m \cdot h_n \, dS = \delta_{mn} \quad (2)$$

donde S_p representa la sección transversal de los puertos y δ_{mn} es la delta de Kronecker

$$\delta_{mn} = \begin{cases} 1 & m = n \\ 0 & m \neq n \end{cases} \quad (3)$$

Para simplificar la notación, extendemos la definición de estos vectores a toda la superficie S , asumiendo que son cero fuera de la sección de su correspondiente guía de ondas. Con esta definición, el campo eléctrico tangencial sobre el contorno lo representamos como

$$E_T = \sum_{n=1}^N v_n e_n \quad (4)$$

y las corrientes modales están relacionadas con el campo magnético tangencial H_T a través de la ecuación

$$i_n = \int_S h_n \cdot H_T \, dS \quad (5)$$

Para determinar la GAM tenemos que encontrar la relación funcional entre las amplitudes i_n y v_n . Según [22], el campo en una región finita sin fuentes se puede representar como el efecto de distribuciones de corriente eléctrica y magnética sobre la superficie

$$E_T(r) = \frac{\eta}{jk} \nabla_s \int_S g^e(r, r') \nabla'_s J(r') dS' - \left(jk\eta \int_S \bar{G}^A(r, r') J(r') dS' + \int_S \nabla \times \bar{G}^F(r, r') M(r') dS' \right)_T + \frac{1}{2} n \times M(r) \quad (6)$$

$$H_T(r) = \frac{1}{jk\eta} \nabla_s \int_S g^m(r, r') \nabla'_s M(r') dS' - \left(\frac{jk}{\eta} \int_S \bar{G}^F(r, r') M(r') dS' - \int_S \nabla \times \bar{G}^A(r, r') J(r') dS' \right)_T + \frac{1}{2} J(r) \times n \quad (7)$$

donde r y r' denotan posiciones genéricas en S , $k = \omega\sqrt{\epsilon\mu}$ es el número de onda a la frecuencia ω ; $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$ es la impedancia del medio; J y M son las densidades superficiales de corriente eléctrica y magnética; g^e y g^m son las funciones de Green para el potencial escalar eléctrico y magnético, respectivamente; G^A y G^F son las funciones diádicas de Green para el potencial vector eléctrico y magnético; ∇_S es el gradiente superficial. En nuestro problema la fuente magnética viene dada por

$$M = -n \times E_T = -n \times \sum_{n=1}^N v_n e_n = -\sum_{n=1}^N v_n h_n \quad (8)$$

y tenemos que encontrar la corriente eléctrica como solución de la “Ecuación Integral del Campo Eléctrico” (EFIE), o la “Ecuación Integral del Campo Magnético” (MFIE), obtenida imponiendo las condiciones de contorno apropiadas en (6) o (7). En el Método de la Integral de Contorno (BIM), la densidad de corriente se considera en espacio libre, de tal modo que se emplean las funciones de Green para espacio libre. En el método BI-RME, intentando buscar un problema de autovalores lineal, consideramos la densidad de corriente dentro de una cavidad resonante, tal y como podemos ver en la Fig. 2b, de tal modo que tendremos que usar las funciones de Green correspondientes a esta cavidad. Hay que tener en cuenta que las paredes de esta cavidad no afectan a la solución, ya que el campo generado por éstas es cero en la región de interés, donde viene definido por la condiciones de la superficie S .

En la teoría de cavidades resonantes, el campo puede expresarse como la suma de modos solenoidales e irrotacionales [29]. En términos de potenciales, esta división se corresponde con el uso del contraste de Coulomb, donde los potenciales escalares se corresponden con los potenciales estáticos generados por cargas eléctricas y magnéticas y los potenciales vector son solenoidales. Usando estos potenciales (ver [30]), g^e es independiente de la frecuencia y representa la función de Green para el potencial electrostático dentro de la cavidad; además, G^A se puede representar como

$$\begin{aligned} \overline{G}^A(r, r') &= \sum_{m=1}^{\infty} \frac{E_m(r)E_m(r')}{k_m^2 - k^2} \approx \overline{G}_0^A(r, r') + k^2 \sum_{m=1}^M \frac{E_m(r)E_m(r')}{k_m^2(k_m^2 - k^2)} \\ &(k \leq k_{\max}; k_M \leq \zeta k_{\max} < k_{M+1}) \end{aligned} \quad (9)$$

donde $G_0^A(r, r')$ es la función diádica independiente de la frecuencia, k_1, k_2, \dots, k_M son los primeros M números de onda resonantes de la cavidad, E_1, E_2, \dots, E_M son los vectores modales resonantes eléctricos solenoidales, considerando la condición de normalización $\int_{\Omega} |E_m|^2 d\Omega = 1$, k_{\max} es el número de onda de la frecuencia más alta en la banda de interés, y ζ es un parámetro numérico mayor que 1 (en la práctica un valor en torno a 4-5 suele ser suficiente). Hay que tener en cuenta

que ζ juega un papel de "factor de precisión", ya que el número de modos incluidos en el sumatorio aumenta cuando crece este factor.

Las funciones magnéticas de Green de la cavidad son duales con respecto a las eléctricas: g^m es independiente de la frecuencia y representa la función de Green para el potencial magnetoestático en la cavidad; G^F lo podemos representar como

$$\overline{G}^F(r, r') = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{H_m(r)H_m(r')}{k_m^2 - k^2} \approx \overline{G}_0^F(r, r') + k^2 \sum_{m=1}^M \frac{H_m(r)H_m(r')}{k_m^2(k_m^2 - k^2)} \quad (10)$$

$(k \leq k_{\max}; k_M \leq \zeta k_{\max} < k_{M+1})$

donde $H_m = k_m^{-1} \nabla \times E_m$ es el vector magnético del m-ésimo modo resonante solenoidal.

Considerando una cavidad de forma canónica (esférica, rectangular,...), podemos conocer de forma analítica las funciones de Green y los vectores modales (los vectores modales normalizados podemos encontrarlos en numerosos libros de texto, por ejemplo en [31]) que son reales en todos los casos. Por tanto, en el método BI-RME el núcleo de las integrales de contorno es real, suponiendo una clara ventaja respecto al método BIM. Introduciendo los desarrollos en serie de las funciones de Green, así como (8), en (6) y (7), se obtiene que

$$\begin{aligned} E_T(r) = & \frac{\eta}{jk} \nabla \int_S g^e(r, r') \nabla'_s J(r') dS' + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N v_n e_n - \\ & - \left(jk \eta \int_S \overline{G}_0^A(r, r') J(r') dS' + jk^3 \eta \sum_{m=1}^M \frac{E_m(r)}{k_m^2(k_m^2 - k^2)} \int_S E_m J dS' \right)_T + \quad (11) \\ & + \sum_{n=1}^N v_n \left(\int_S \nabla \times \overline{G}_0^F(r, r') h_n(r') dS' + k^2 \sum_{m=1}^M \frac{E_m(r)}{k_m^2(k_m^2 - k^2)} \int_S H_m h_n dS' \right)_T \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} H_T(r) = & \frac{1}{2} J(r) \times n - \frac{1}{jk \eta} \sum_{n=1}^N v_n \nabla_s \int_S g^m(r, r') \nabla'_s h_n(r') dS' + \\ & + \left(\int_S \nabla \times \overline{G}_0^A(r, r') J(r') dS' + k^2 \sum_{m=1}^M \frac{H_m(r)}{k_m^2(k_m^2 - k^2)} \int_S E_m J dS' \right)_T + \quad (12) \\ & + \frac{jk}{\eta} \sum_{n=1}^N v_n \left(\int_S \overline{G}_0^F(r, r') h_n(r') dS' + k^2 \sum_{m=1}^M \frac{H_m(r)}{k_m^2(k_m^2 - k^2)} \int_S H_m h_n dS' \right)_T \end{aligned}$$

y forzando en (11) la condición (4), e introduciendo en (11) y (12) la siguiente definición de amplitudes modales

$$a_m = \frac{1}{k_m^2(k_m^2 - k^2)} \left(jk \eta \int_S E_m J dS - k_m \sum_{n=1}^N v_n \int_S H_m h_n dS \right) \quad (13)$$

obtenemos

$$\begin{aligned} & \frac{\eta}{jk} \nabla_s \int_S g^e(r, r') \nabla'_s J(r') dS' - \left(jk \eta \int_S \overline{G}_0^A(r, r') J(r') dS' + k^2 \sum_{m=1}^M a_m E_m(r) \right)_T = \\ & = \sum_{n=1}^N v_n \left[\frac{e_n(r)}{2} - \left(\int_S \nabla \times \overline{G}_0^F(r, r') h_n(r') dS' \right)_T \right] \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} H_T(r) &= \left(\int_S \nabla \times \overline{G}_0^A(r, r') J(r') dS' - \frac{jk}{\eta} \sum_{m=1}^M a_m k_m H_m(r) \right)_T + \\ &+ \frac{1}{2} J(r) \times n - \frac{1}{jkn} \sum_{n=1}^N v_n \nabla_s \int_S g^m(r, r') \nabla'_s h_n(r') dS' + \\ &+ \frac{jk}{\eta} \sum_{n=1}^N v_n \left(\int_S \overline{G}_0^F(r, r') h_n(r') dS' - \sum_{m=1}^M \frac{H_m(r)}{k_m^2} \int_S H_m h_n dS' \right)_T \end{aligned} \quad (15)$$

Las ecuaciones (14) y (15) contienen integrales de contorno (BI) con núcleos independiente de la frecuencia y expansiones en series de modos resonantes (RME). Esta estructura es característica del método BI-RME.

La ecuación (14) la resolvemos mediante el Método de los Momentos (MoM), usando las amplitudes modales como variables auxiliares y representando el vector incógnita de la densidad superficial de corriente como

$$J = -\frac{jk}{\eta} \sum_{p=1}^P b_p V_p \quad (16)$$

donde V_p son conjuntos completos de funciones base vectoriales sobre S linealmente independientes y tangentes a la superficie, y b_p son los coeficientes incógnita que debemos resolver. Estas funciones base cumplen las siguientes propiedades:

1. V_p son continuas sobre las regiones continuas de S .
2. Las funciones V_p son no solenoidales.

$$\nabla_s V_p = u_p \neq 0 \quad (17)$$

3. Las funciones u_p son linealmente independientes.

Como consecuencia de (16)-(17), tenemos

$$-\frac{\eta}{jk} \nabla_s \cdot J = \sum_{p=1}^P b_p u_p \quad (18)$$

y debido a la propiedad 3, el lado derecho de la ecuación (18) solo puede ser cero si todos los coeficientes b_p son cero.

La discretización del MoM la implementamos multiplicando e integrando (14) con las funciones V (Método de Galerkin). De este modo obtenemos el siguiente conjunto de ecuaciones algebraicas, que podemos escribir de forma matricial,

$$-Sb + k^2(Vb + R'_T a) = L'v \quad (19)$$

En estas ecuaciones a y b son los vectores con los coeficientes a y b , mientras que v es el vector de las tensiones aplicadas (ver (4)). El resto de matrices, cuyos elementos se definen en la Tabla 1, no dependen de la frecuencia.

$$\begin{aligned} S_{rp} &= \iint_S \nabla_S \cdot V_r(r) g^e(r, r') \nabla'_S V_p(r') dS dS' & V_{rp} &= \iint_S V_r(r) \cdot \overline{G_0^A}(r, r') \cdot V_p(r') dS dS' \\ G_{ln} &= \iint_S \nabla_S \cdot h_l(r) g^m(r, r') \nabla'_S h_n(r') dS dS' & T_{ln} &= \iint_S h_l(r) \cdot \overline{G_0^F}(r, r') \cdot h_n(r') dS dS' \\ R'_{mp} &= \int_S E_m \cdot V_p dS & F_{mn} &= \int_S H_m \cdot h_n dS \\ L'_m &= \iint_S V_r(r) \cdot \nabla \times \overline{G_0^F}(r, r') \cdot h_n(r') dS dS' - \int_S \frac{V_r \cdot e_n}{2} dS \\ l, n &= 1, 2, \dots, N & m &= 1, 2, \dots, M & r, p &= 1, 2, \dots, P \end{aligned}$$

Para llegar a la ecuación (19) tenemos que considerar las siguientes relaciones vectoriales,

$$V \cdot \nabla_S g^e = \nabla_S \cdot (g^e V) - (\nabla_S \cdot V) g^e \quad (20)$$

Entonces, usando el teorema de la divergencia superficial y observando que $g^e=0$ en el contorno de la cavidad, o tomando un contorno infinitesimal sobre S en caso de que esta superficie no toque en la cavidad tenemos,

$$\int_S V_i \cdot \nabla_S \int_S g^e(r, r') \nabla'_S \cdot V_j(r') dS' dS = - \iint_S g^e(r, r') \nabla_S \cdot V_i(r) \nabla'_S V_j(r') dS' dS \quad (21)$$

Por lo tanto, multiplicando por V_i e integrando en S obtenemos los términos $S_{ij} b_j$. El siguiente paso es obtener una nueva ecuación sustituyendo (16) en (13), multiplicando por la expresión $k_m^2(k_m^2 - k^2)$. La ecuación resultante es,

$$K^4 a - k^2 (K^2 a + R' b) = -KFv \quad (22)$$

donde $K = \text{diag}\{k_1, k_2, \dots, k_M\}$ y F es una matriz independiente de k , definida en la Tabla 1. Además, las matrices S y V son simétricas y definidas positivas (ver [19]).

Las ecuaciones (19) y (22) se pueden expresar en forma matricial, obteniendo el siguiente sistema,

$$(A - k^2 B)x = Cv \quad (23)$$

donde

$$A = \begin{bmatrix} K^4 & 0 \\ 0 & S \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} -KF \\ -L' \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} K^2 & 0 \\ R' & V \end{bmatrix} \quad x = \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix}$$

Para todos aquellos valores de k para los cuales $(A - k^2 B)$ no sea singular, podemos despejar el vector incógnita,

$$x = (A - k^2 B)^{-1} Cv \quad (24)$$

e introduciendo (16) en (15), y usando (5) obtenemos el vector de corrientes modales,

$$i = \frac{1}{jk\eta} Gv + \frac{jk}{\eta} ((T - F_T K^{-2} F)v - L'_T b - F_T Ka) \quad (25)$$

Para llegar a esta expresión, hacemos uso de la relación vectorial,

$$h \cdot \nabla_s g^m = \nabla_s \cdot (g^m h) - (\nabla_s \cdot h) g^m \quad (26)$$

e integrando en S y aplicando el teorema de la divergencia superficial al primer término, tenemos,

$$\int_S h \cdot \nabla_s g^m = \int_{\Gamma} (g^m h) \cdot n \, d\Gamma - \int_S (\nabla_s \cdot h) g^m \, dS \quad (27)$$

siendo Γ el contorno de la superficie S , y n el vector normal al contorno. Teniendo en cuenta que la superficie S corresponde a los puertos de acceso a la estructura, el campo magnético h será paralelo al contorno, por lo que el primer término será cero. Por lo tanto, podemos escribir,

$$\int_S h_i \cdot \nabla \int_S g^m(r, r') \nabla'_S \cdot h_j(r') dS' dS = - \iint_S g^m(r, r') \nabla_S \cdot h_i(r) \nabla'_S \cdot h_j(r') dS' dS \quad (28)$$

La expresión (25) la podemos reescribir a partir de la matriz C definida en (23) y del vector incógnita x (24), para obtener finalmente,

$$i = \frac{1}{jk\eta} Gv + \frac{jk}{\eta} [(T - F_T K^{-2} F)v + C_T x] \quad (29)$$

donde las nuevas matrices G y T (ver Tabla 1) son también independientes de k . Sustituyendo (23) en (29) obtenemos finalmente la relación $i = Yv$, donde la GAM buscada viene dada por

$$Y = \frac{1}{jk\eta} G + \frac{jk}{\eta} [(T - F_T K^{-2} F) + C_T (A - k^2 B)^{-1} C] \quad (30)$$

II.3. Modos Resonantes de la Cavidad

La matriz $(A - k^2 B)$ es singular cuando k es un autovalor del problema de autovalores generalizado

$$(A - k^2 B)x = 0 \quad (31)$$

Este problema es idéntico al que hay que resolver para la determinación de los modos resonantes de la cavidad, cuando todas las tensiones aplicadas son cero y E_T vale cero en toda la superficie S . Algunas de estas frecuencias coinciden con las frecuencias de resonancia de la cavidad para nuestra estructura cuando cortocircuitamos los puertos, mientras que las otras corresponden a las frecuencias de resonancia de la cavidad complementaria, limitada por la superficie Γ y por S . El hecho de que las matrices A y B sean definidas positivas (ver [19]) da lugar a autovalores reales positivos y autovectores $x^{(1)}, x^{(2)}, \dots, x^{(P+M)}$ reales. La condición de normalización asumida es $x_T^{(i)} Bx^{(i)} = 1$.

Una vez resuelto el problema de autovalores para los modos de la cavidad cortocircuitada, es posible también el cálculo de los campos eléctricos y magnéticos dentro de la cavidad para cada uno de los modos resonantes. Usando (11), (16) y (18), obtenemos el i -ésimo autovector eléctrico de la cavidad con la fórmula

$$E_i = \sum_{n=1}^P b_{ni} (F_n(r) - k_i^2 A_n'(r)) - k_i^2 \sum_{m=1}^M a_{mi} E_m(r) \quad (32)$$

donde a_{mi} , b_{ni} son elementos de los vectores a_i , b_i y

$$F_n(r) = -\nabla \int_S g^e(r, r') u_n(r') dS' \quad (33)$$

$$A_n'(r) = \int_S \overline{G_0^A}(r, r') V_n(r') dS' \quad (34)$$

Para el campo magnético, teniendo en cuenta la relación $H_i = \nabla \times E_i / k_i$ podemos escribir

$$H_i = -k_i \sum_{n=1}^P b_{ni} B_n'(r) - \sum_{m=1}^M a_{mi} k_m H_m(r) \quad (35)$$

donde

$$B_n'(r) = \int_S \nabla \times \overline{G_0^A}(r, r') \cdot V_n(r') dS' \quad (36)$$

Las ecuaciones (32) y (35) nos permiten calcular el campo electromagnético de los modos resonantes de la cavidad cortocircuitada.

II.4. Matriz de Admitancias Generalizada en forma de Series

La matriz de los autovectores $X = (x^{(1)}, x^{(2)}, \dots, x^{(P+M)})$ permite la ortonormalización de las matrices A y B

$$X_T A X = \Lambda = \text{diag}(k_1^2, k_2^2, \dots, k_{P+M}^2) \quad X_T B X = 1 \quad (37)$$

Usando esta expresión se puede verificar fácilmente que

$$(A - k^2 B)^{-1} = X (\Lambda - k^2 1)^{-1} X_T = \sum_{i=1}^{P+M} \frac{x^{(i)} x_T^{(i)}}{k_i^2 - k^2} \quad (38)$$

Sustituyendo en (30) encontramos la expansión polar de la GAM en el dominio de k

$$Y = \frac{1}{jk\eta} Y^A + \frac{jk}{\eta} Y^B + \frac{jk}{\eta} \sum_{i=1}^{P+M} \frac{y^{(i)} y_T^{(i)}}{k_i^2 - k^2} \quad (39)$$

Donde

$$Y^A = G \quad Y^B = T - F_T K^{-2} F \quad y^{(i)} = C_T x^{(i)} \quad (40)$$

Los primeros autovalores del problema generalizado (31) los podemos calcular utilizando librerías matemáticas (por ejemplo LAPACK) en tiempos de cálculo razonablemente cortos.

Tener en cuenta que, a pesar de las aproximaciones del método numérico, esta expresión cumple todos los requisitos físicos de una matriz de admitancias generalizada para un circuito recíproco y sin pérdidas, es decir:

- es simétrica.
- es imaginaria pura.
- es una función impar con la frecuencia.
- en los elementos de la diagonal los residuos de todos los polos son positivos.

Además, la ecuación (39) tiene la forma correcta para ser utilizada con el algoritmo descrito en [32], que permite encontrar la expansión polar de la matriz de admitancias de un circuito complejo a partir de la matriz de admitancias de sus diferentes bloques.

III. Funciones Base RWG (Rao-Wilton-Glisson)

III.1. Introducción

En el capítulo anterior ya se mencionó que para representar el vector incógnita de la densidad superficial de corriente (J) necesitamos conjuntos completos V_p de funciones base vectoriales sobre S linealmente independientes y tangentes a la superficie.

Para la construcción de las funciones debemos discretizar las superficies. Para modelar superficies de forma arbitraria hemos elegido un mallado en forma de triángulos (ver figura 3), ya que estos son capaces de ajustarse de forma muy exacta a cualquier geometría. Por otra parte, existen paquetes informáticos (como el software GID 8.0 usado en nuestros desarrollos) que automatizan el mallado de una superficie en triángulos, permiten cambiar la densidad de mallado de forma rápida y permiten la implementación de una interfaz con programas desarrollados en Fortran.

Así pues, hemos elegido una serie de funciones base, denominadas Rao-Wilton-Glisson (RWG), que como veremos a continuación son adecuadas para nuestro caso de mallar superficies con geometrías complejas.

III.2. Desarrollo de Funciones Base

Como ya hemos mencionado, asumiremos que se ha modelado la superficie con una serie de triángulos definidos por caras, vértices y lados, tal y como se puede ver en la figura 3.

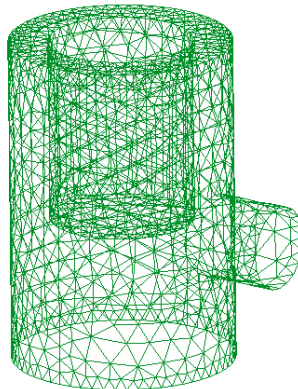


Fig.3. Mallado mediante triángulos de un poste metálico en forma de vaso con sonda del coaxial en contacto.

Cada función base se asocia con el lado interior entre dos triángulos, y su valor es cero en toda la superficie excepto en esos dos triángulos que definen el lado interior. En la figura 4 se pueden

ver dichos triángulos (T_n^+ y T_n^-) que corresponden al lado n de dicha distribución triangular de superficie.

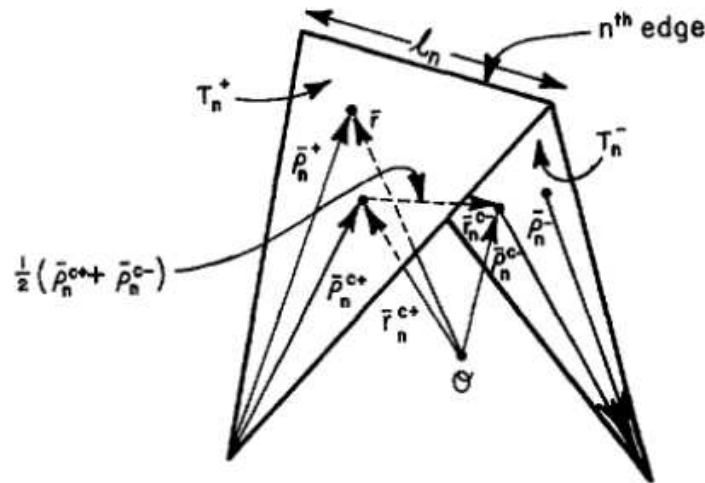


Fig.4. Par de triángulos y parámetros geométricos asociados con su lado interior.

Los puntos en el interior de T_n^+ se referencian mediante el vector de posición r definido con respecto a O mediante el vector de posición p_n^+ definido con respecto al vértice libre de T_n^+ . Se podría hacer la misma definición para el vector p_n^- excepto que este se dirige hacia el vértice libre de T_n^- . La elección positiva o negativa de los triángulos se determina por la elección de una dirección de corriente positiva para el lado n .

Así pues, se define la función base asociada al lado n como:

$$F_n(r) = \begin{cases} \frac{l_n p_n^+}{2 A_n^+} & \text{con } r \text{ en } T_n^+ \\ \frac{l_n p_n^-}{2 A_n^-} & \text{con } r \text{ en } T_n^- \\ 0 & \text{en el resto} \end{cases} \quad (41)$$

donde l_n es la longitud del lado y A_n es el área del triángulo T_n .

III.3. Propiedades de las funciones base RWG

Las funciones base F_n se usan para aproximar la corriente superficial, y las propiedades que cumplen son:

• La corriente no tiene componentes normales al borde (incluyendo los lados comunes) de la superficie formada por el par de triángulos T_n^+ y T_n^- , y por tanto no existen líneas de carga a lo largo de estos bordes.

• La componente normal de la corriente al borde n es constante y continua a lo largo de este borde como puede verse con la ayuda de la figura 5, la cual nos muestra que la componente normal de p_n a lo largo del lado n es justamente la altura del triángulo T_n con el borde n como base y la altura expresada como $(2A_n)/l_n$. Este factor es el que normaliza a F_n de tal forma que la densidad de flujo normal al borde n es unitario, asegurándonos la continuidad de la corriente normal al borde. Este resultado, conjuntamente con la propiedad anterior, implica que todos los lados de T_n^+ y de T_n^- están libres de líneas de carga.

• La divergencia superficial de F_n , la cual es proporcional a la densidad de carga superficial asociada con el elemento base, es:

$$\nabla_s f_n = \begin{cases} \frac{l_n}{A_n^+} & \text{con } r \text{ en } T_n^+ \\ -\frac{l_n}{A_n^-} & \text{con } r \text{ en } T_n^- \\ 0 & \text{en el resto} \end{cases} \quad (42)$$

Por tanto, la densidad de carga se mantiene constante en cada triángulo y la carga total asociada con el par de triángulos T_n^+ y T_n^- es cero.

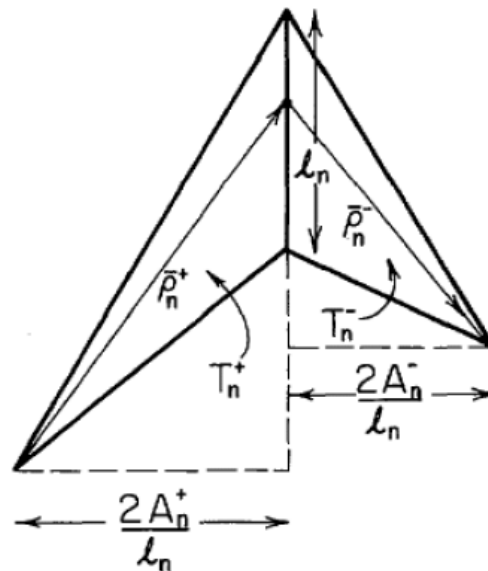


Fig.5. Geometría para la construcción de la componente normal al borde de la función base.

III.4. Aproximación de la corriente mediante funciones base RWG

La corriente en la superficie S se puede aproximar con N funciones base, donde N es el número de lados interiores (lados de triángulos que no forman parte del borde exterior de S), de tal forma que se cumple:

$$J = \sum_{n=1}^N I_n F_n \quad (43)$$

Cada función base está asociada con cada lado que no forma parte del borde exterior de S , por tanto, existen hasta 3 funciones base que tienen valor no nulo para cada triángulo. Sin embargo, en un determinado lado, solo las funciones base asociadas con ese lado tienen una componente de corriente normal a ese lado (como ya se explicó en la primera propiedad), mientras que las otras corrientes base en triángulos adyacentes son paralelos al lado.

Además, como la componente normal de F_n en el lado n es unitaria, cada coeficiente I_n puede ser interpretado como la componente normal de la densidad de corriente fluyendo a través del lado n . Por otra parte, podemos ver que las funciones base son independientes en cada triángulo ya que la normal de la corriente en el lado n , I_n , es una cantidad independiente. En los bordes de la superficie, la suma de las componentes normales de la corriente en lados opuestos de la superficie se cancela a causa de la continuidad de corriente. Además, tampoco se suman contribuciones de posibles funciones base asociadas con estos bordes ya que no se construyen.

A causa de la considerable variación de la dirección de las líneas de flujo de F_n en el interior de un triángulo, no es obvio a simple vista que una superposición lineal de funciones base sea capaz de representar un flujo de corriente constante fluyendo en una dirección arbitraria en el interior de un triángulo.

De todas formas, el que esto sea posible, lo podemos observar con la ayuda de la figura 6, la cual muestra un triángulo T_q cuyos lados hemos nombrado arbitrariamente como 1, 2 y 3. Si usamos los vectores p_1 , p_2 y p_3 tal como se muestra, las funciones base en T_q son $f_i = (1/2A_q)p_i$, $i = 1, 2, 3$, donde A_q es el área del triángulo y donde, por simplicidad, las direcciones de las corrientes se definen salientes al triángulo en cada uno de sus bordes.

Así pues, es posible deducir de la figura y de la definición de f_i que la combinación lineal $l_2 f_1 - l_1 f_2$ y $l_3 f_1 - l_1 f_3$ son vectores constantes para cada punto r en T_q y son paralelos a los lados 3 y 2, respectivamente. Por tanto, como las dos combinaciones son linealmente independientes (es decir, no paralelos), podemos sintetizar un vector constante de una dirección y magnitud arbitraria en el interior de T_q con una combinación lineal apropiada.

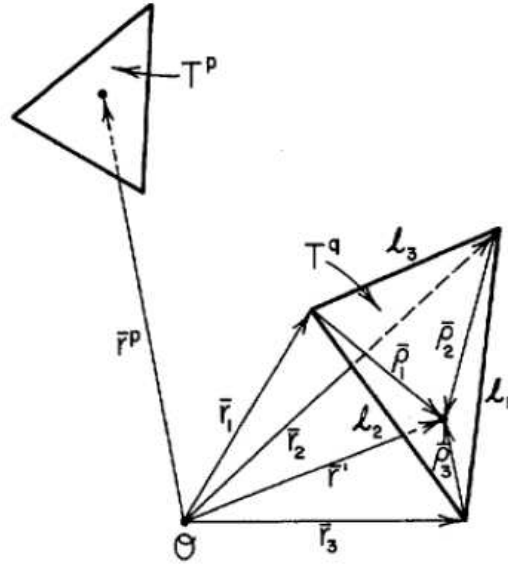


Fig.6. Coordenadas locales y lados para el triángulo T_q con punto de observación en el triángulo T_p .

IV. Resultados

IV.1. Introducción

En este trabajo se propone una técnica eficiente para el análisis de banda ancha de una amplia variedad de filtros de microondas. El método está basado en el conocido método BI-RME (Boundary Integral Resonant Mode Expansion). Esta técnica numérica fue propuesta por primera vez en la Universidad de Pavía (Italia) para la evaluación de las frecuencias de corte de guías de onda con formas arbitrarias [25]. Más tarde, se extendió al cálculo de los modos de resonancia de cavidades tridimensionales [19], y para la caracterización de banda ancha de filtros Plano-H [27] y Plano-E [28]. En los últimos años, el método BI-RME se ha aplicado para la evaluación eficaz de los parámetros circuitales de dispositivos de microondas tridimensionales [21]. Además, la excitación coaxial presente en algunas de estas estructuras ha sido también modelada de forma rigurosa [34]. En todos los casos, los resultados obtenidos son muy precisos y se encuentran perfectamente alineados con los resultados proporcionados por paquetes de software comercial como HFSS.

Sin embargo, el modelado riguroso de la excitación coaxial se encuentra limitado a sondas cilíndricas que no contactan con el área metálica de las estructuras de los resonadores, ya que la técnica original asume funciones base especializadas para la implementación del método BI-RME [35]. Estas funciones base se ajustan a geometrías cilíndricas, y son divididas en dos conjuntos (solenoidal y no solenoidal), debido a las características específicas de la formulación BI-RME.

En nuestro caso, se extiende por primera vez la técnica para el análisis de filtros de microondas complejos en los que sonda coaxial se encuentra en contacto directo con el poste metálico interior de las cavidades de entrada y salida. En esta situación, las funciones base particulares empleadas en [35] ya no son válidas, y es necesario un conjunto más general de funciones de expansión tales como RWG [36]. Desafortunadamente, estas funciones base RWG no pueden utilizarse en su formato original cuando se emplean en el método BI-RME, y son necesarios algunos tipos de procedimientos numéricos para obtener sus contribuciones solenoidal y no solenoidal. Un nuevo procedimiento basado en una técnica numérica de descomposición algebraica en valores singulares (SVD) se ha empleado en este trabajo, por primera vez, para dividir el conjunto original de funciones base RWG en sus componentes solenoidal y no solenoidal.

IV.2. Fundamentos teóricos

El método BI-RME permite el análisis en banda ancha de dispositivos de microondas con geometría compleja, ahorrando tiempo de computación en bucles de frecuencia requeridos por otras técnicas numéricas como los Elementos Finitos u otro tipo de formulaciones basadas en ecuaciones integrales. Los parámetros de admitancia de una estructura pueden escribirse utilizando

la técnica BI-RME en términos independientes en frecuencia y un sumatorio de rápida convergencia:

$$Y = \frac{1}{jk\eta} Y^A + \frac{jk}{\eta} Y^B + \frac{jk^3}{\eta} \sum_{i=1}^{M'} \frac{y^{(i)} y_T^{(i)}}{k_i^2 - k^2} \quad (k \leq k_{\max}) \quad (44)$$

donde Y^A e Y^B son matrices independientes en frecuencia, y representan el comportamiento pseudo-estático de los circuitos. Por otra parte, el último término es un sumatorio de rápida convergencia (depende como $1/k_i^4$, con solo M' términos) de los autovalores k_i correspondientes a los autovectores $x^{(i)}$ ($y^{(i)} = k_i^{-1} C_T x^{(i)}$ (C_T es una matriz de la formulación BI-RME) de la cavidad resonante BI-RME que contiene el dispositivo bajo análisis. La expresión anterior representa con exactitud la respuesta en frecuencia del dispositivo de microondas analizado hasta k_{\max} . Los M' términos del sumatorio dependen del parámetro k_{\max} .

Para resolver el problema generalizado de autovalores derivado en la formulación BI-RME [21], se ha modelado el conductor central con celdas triangulares, donde se han empleado las funciones base RWG como f_n . Estas funciones base se dividen en solenoidales (W_{sol}) y no solenoidales (V_{nsol}) tras la aplicación de un algoritmo de descomposición SVD. Al aplicar este algoritmo resultan dos matrices de transformación (t^W y t^V), estableciéndose las siguientes relaciones:

$$W_{sol} = t^W f_n \quad ; \quad V_{nsol} = t^V f_n \quad (45)$$

Una vez que se han realizado estas transformaciones, las nuevas funciones base solenoidales y no solenoidales pueden introducirse en la formulación general del método BI-RME presentada en [21] para resolver el problema de autovalores. Por último, se consideran los puertos de excitación de los dispositivos de microondas, y la expresión de los parámetros de admitancia presentada en la ecuación (44) es utilizada para obtener la respuesta eléctrica.

IV.3. Resultados

En este apartado se analizarán diferentes topologías de estructuras de filtros de microondas, y se compararán los resultados obtenidos mediante esta nueva técnica numérica de descomposición algebraica en valores singulares (SVD) con los resultados de otras herramientas comerciales de análisis, tales como HFSS o MICHAN. Como característica fundamental, señalar que en todas las estructuras analizadas uno de los puertos de entrada será siempre a través de cable coaxial, donde la sonda del mismo penetrará en el interior de la cavidad del filtro hasta entrar en contacto directo con el poste metálico conocido como resonador.

La primera estructura se trata de un dispositivo de dos cavidades rectangulares acopladas mediante un iris también rectangular. En el interior de cada una de las cavidades se sitúa un poste metálico cilíndrico. Como se ha comentado anteriormente, el acceso a la primera cavidad se realiza mediante cable coaxial cuya sonda se encuentra en contacto directo con el poste interno de la cavidad. Por su parte, el acceso por la segunda cavidad se corresponde a una guía rectangular. En la figura 7 se muestra una imagen de la estructura.

Como se puede apreciar en los gráficos de la figura 7, los parámetros S_{11} y S_{12} tanto en módulo como en fase muestran una gran similitud con los obtenidos a partir de HFSS.

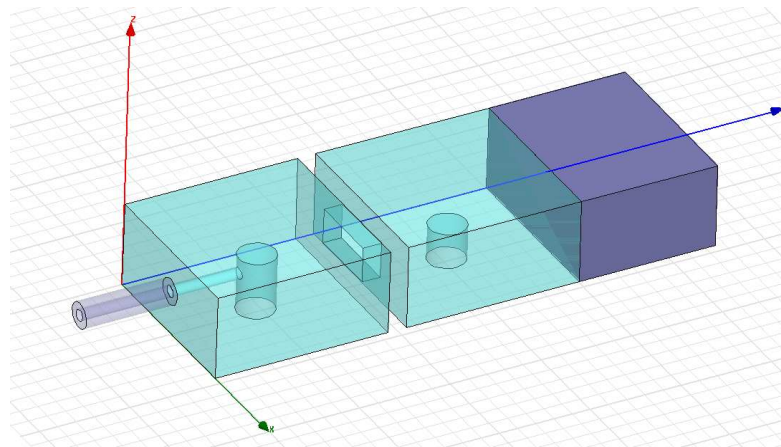
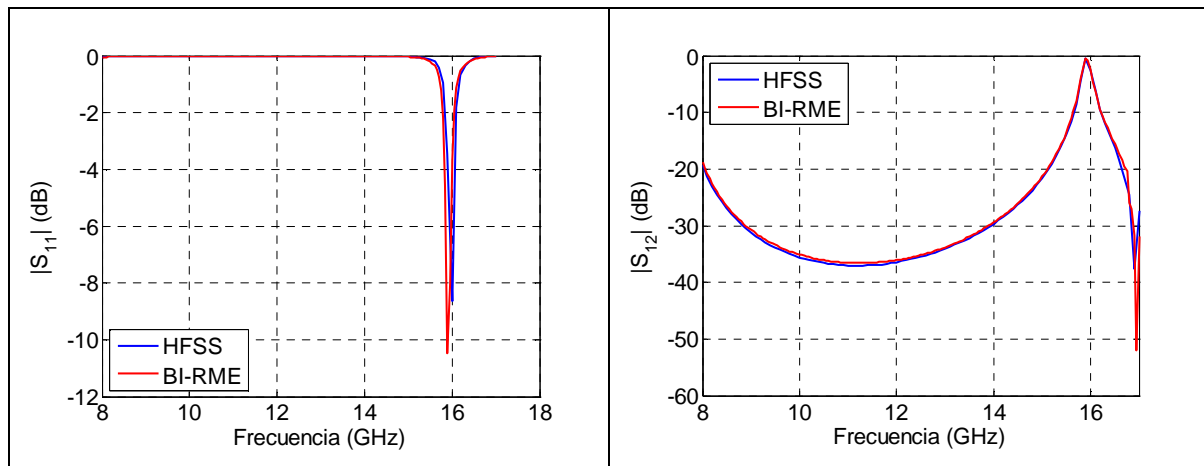
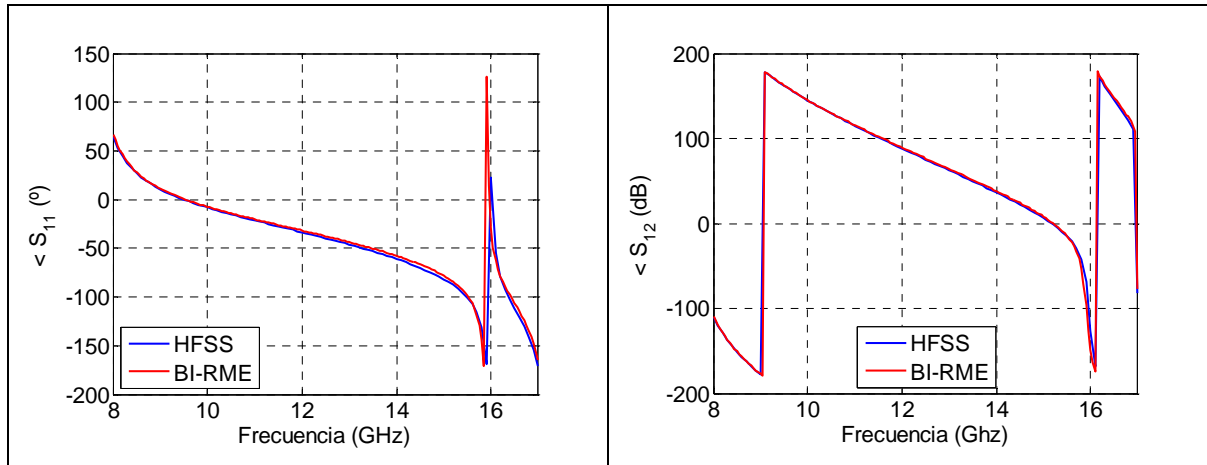


Fig.7. Filtro combline de dos cavidades, con postes cilíndricos, y puertos de entrada en coaxial- guía rectangular.





La segunda estructura de análisis es idéntica a la primera con la única diferencia de que se añade una tercera cavidad con las mismas características de la primera. Es decir, en este caso el filtro de microondas tiene como puertos de entrada y salida cables coaxiales cuyas sondas están en contacto con los conductores internos. La estructura indicada se muestra en la figura 8.

De nuevo observamos que existe una perfecta relación entre los parámetros S calculados mediante la nueva técnica desarrollada y los obtenidos mediante HFSS.

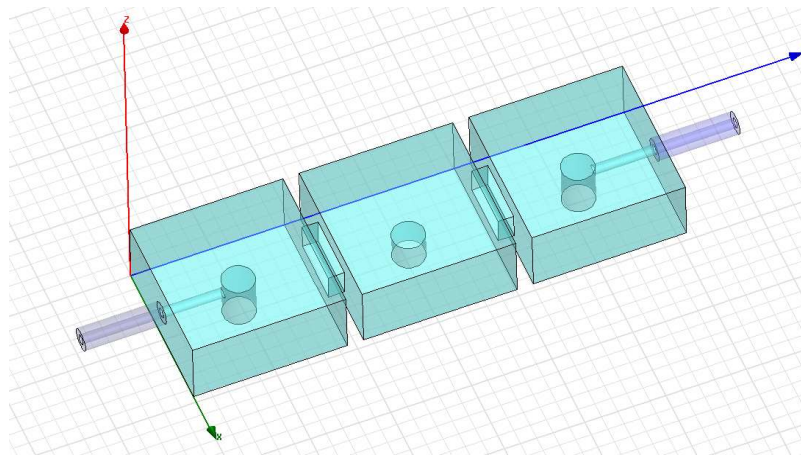
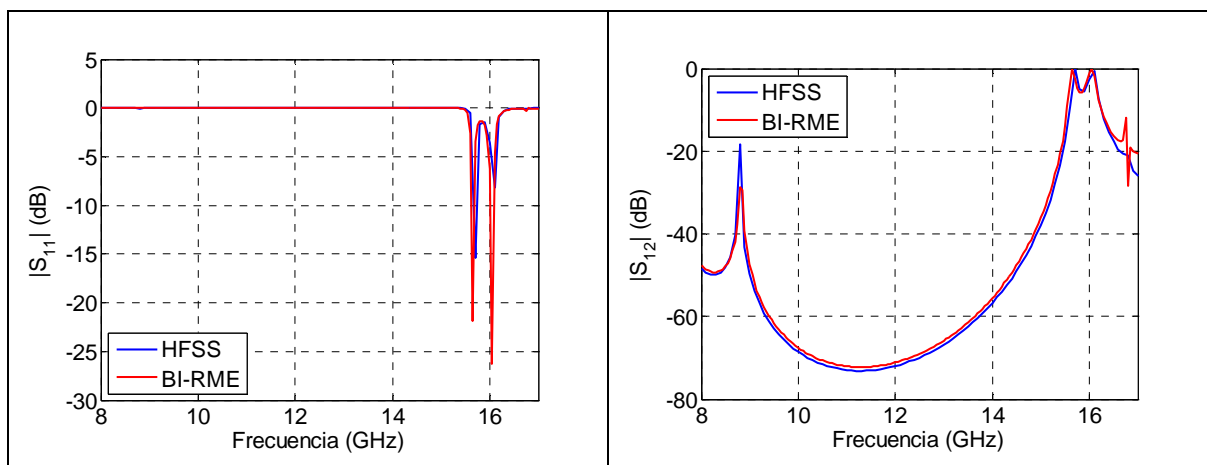
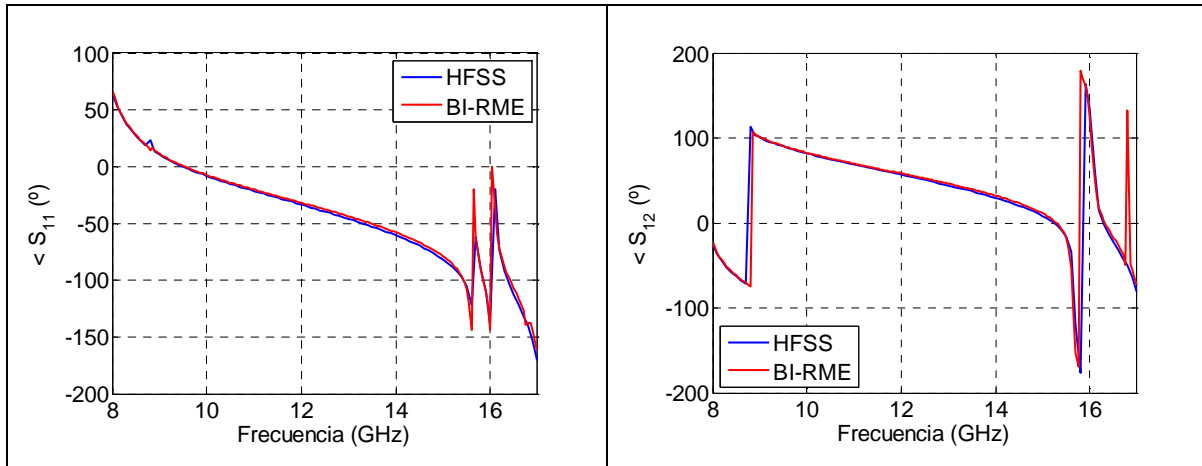


Fig.8. Filtro combline de tres cavidades, con postes cilíndricos, y puertos de entrada coaxial-coaxial.





La tercera estructura analizada se trata de un filtro de dos cavidades acopladas mediante iris rectangular cuya principal característica es que el poste conductor situado en el interior de la primera cavidad presenta una forma conocida como vaso. En el interior de la segunda cavidad se sitúa un poste cilíndrico. En cuanto a los accesos, el primer puerto de entrada es en coaxial y el segundo puerto es en guía rectangular (figura 9).

Los resultados obtenidos para esta nueva estructura demuestran la validez de la técnica BI-RME (SDV) desarrollada, con la significativa ventaja de reducción del tiempo de procesamiento de cálculo con respecto a herramientas como HFSS basada en técnicas de Elementos Finitos.

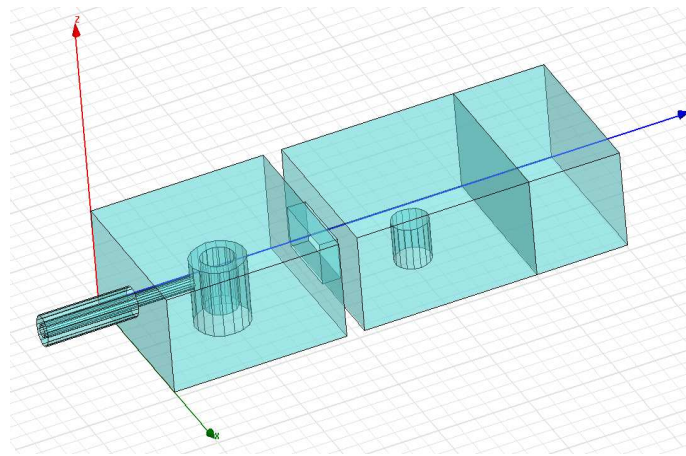
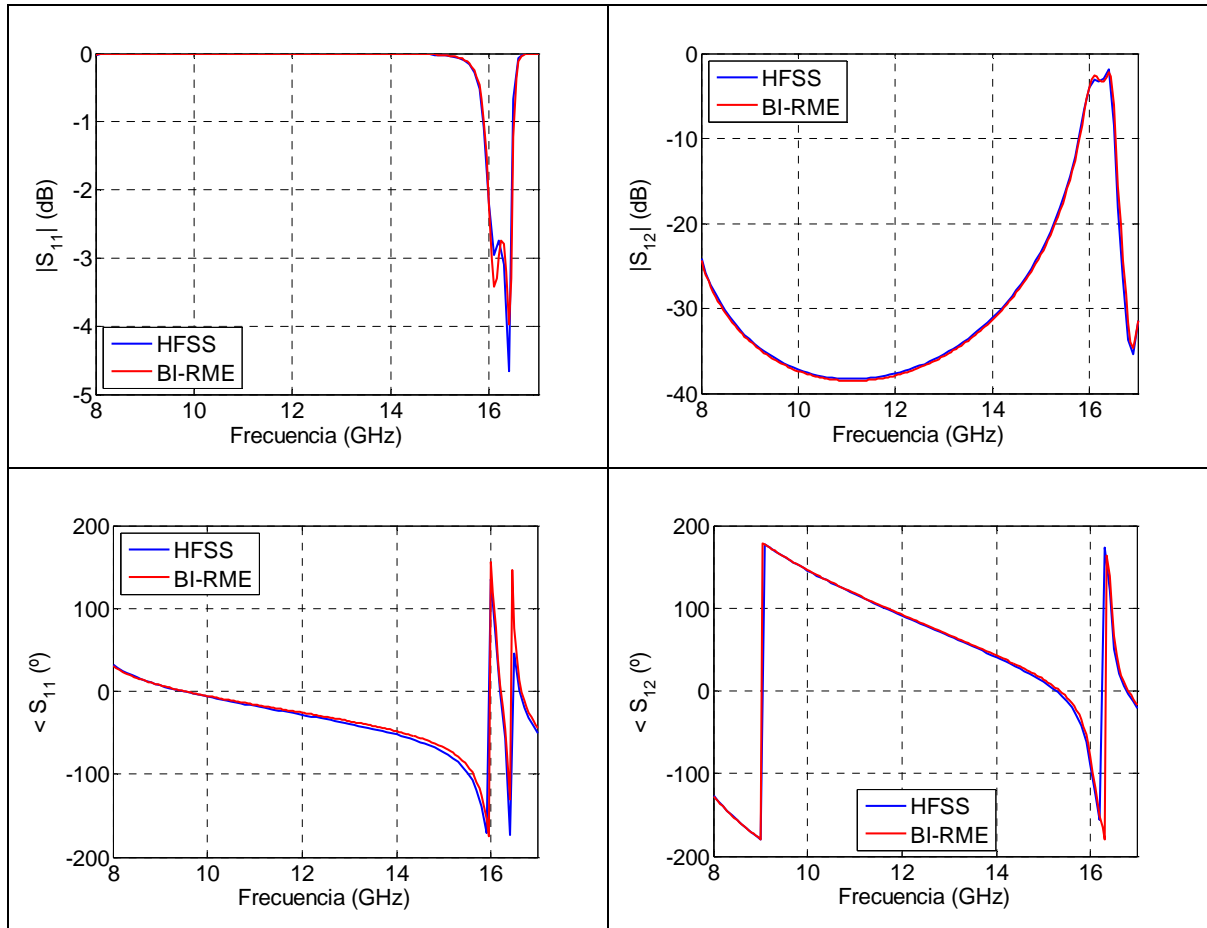


Fig.9. Filtro combline de dos cavidades, con postes vaso, y puertos de entrada coaxial-guía rectangular.



La cuarta estructura analizada es idéntica a la vista en el ejemplo anterior pero se le ha añadido una tercera cavidad rectangular con un poste en forma de vaso en su interior y con acceso mediante cable coaxial. La estructura resultante se puede ver en la figura 10.

Se puede observar como los parámetros S obtenidos para este filtro se encuentran en perfecta línea con los obtenidos a través de HFSS para todo el ancho de banda analizado (8-17 GHz).

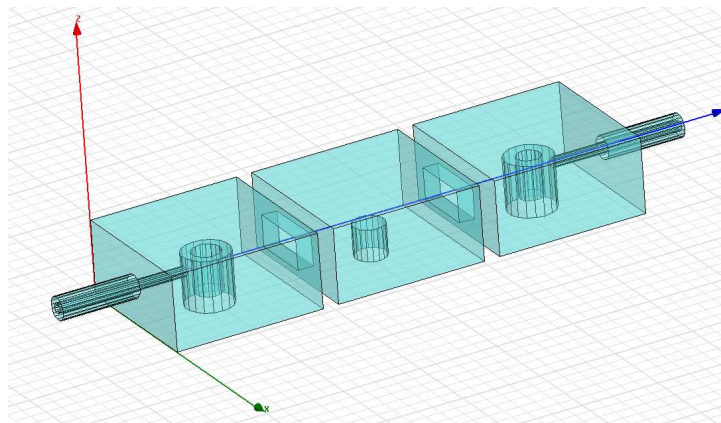
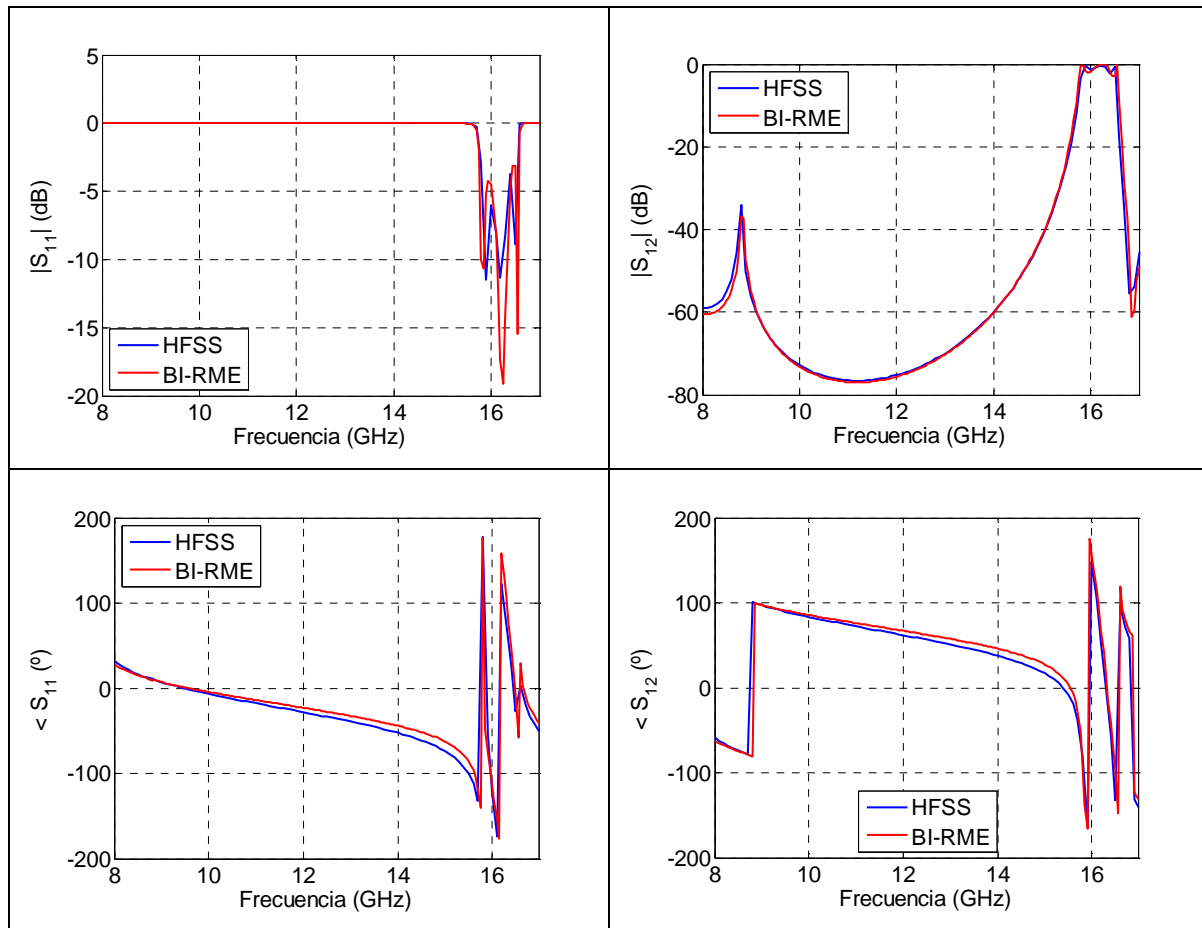


Fig.10. Filtro combline de tres cavidades, con postes vaso, y puertos de entrada coaxial-coaxial.



En la figura 11 se muestra la siguiente estructura analizada. Se trata de un filtro algo más complejo que los presentados anteriormente, ya que está constituido por un total de seis cavidades rectangulares en cuyos interiores se sitúan postes metálicos cilíndricos. A diferencia de los casos anteriores, las cavidades están acopladas mediante irises de acoplo rectangulares situados en la base de las cavidades, y por tanto desplazados respecto de la posición central de las mismas

Debido al considerable número de cavidades resonantes que forman el filtro, este tipo de estructuras resultan muy costosas de analizar en tiempo computacional mediante herramientas como HFSS. Sin embargo, mediante la técnica BI-RME (SVD) se consigue reducir este tiempo de una forma muy significativa, consiguiendo a su vez una convergencia muy rápida y precisa como muestran los resultados de los parámetros S obtenidos.

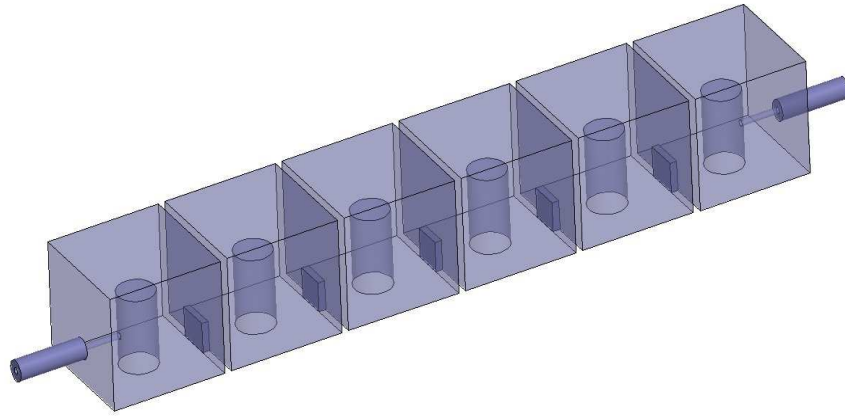
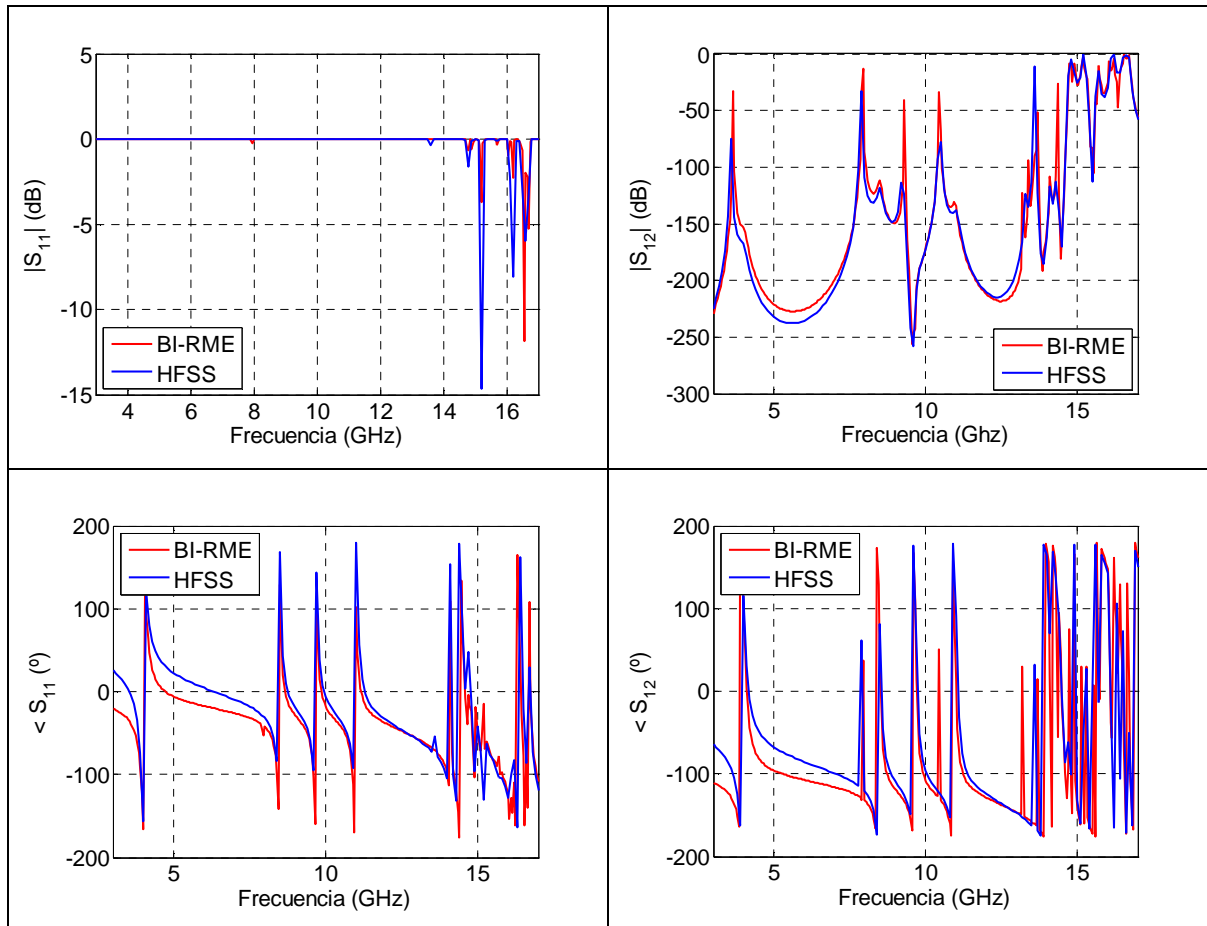


Fig.11. Filtro combline de seis cavidades, con postes cilíndricos, y puertos de entrada coaxial-coaxial.



La siguiente estructura de análisis se muestra en la figura 12. Se trata de un filtro de cuatro cavidades con postes en forma de vaso en su interior y con accesos mediante cables coaxiales, cuya principal diferencia con respecto a las estructuras anteriores está en la disposición de las propias cavidades resonantes.

Como se puede apreciar en los resultados obtenidos para los parámetros S, en este caso existe un pequeño desplazamiento en frecuencia en la respuesta del filtro entre ambas técnicas. Esto es debido a que HFSS, pese los enormes tiempos de cálculo utilizados, no consigue converger a la solución final que proporciona BI-RME (SVD).

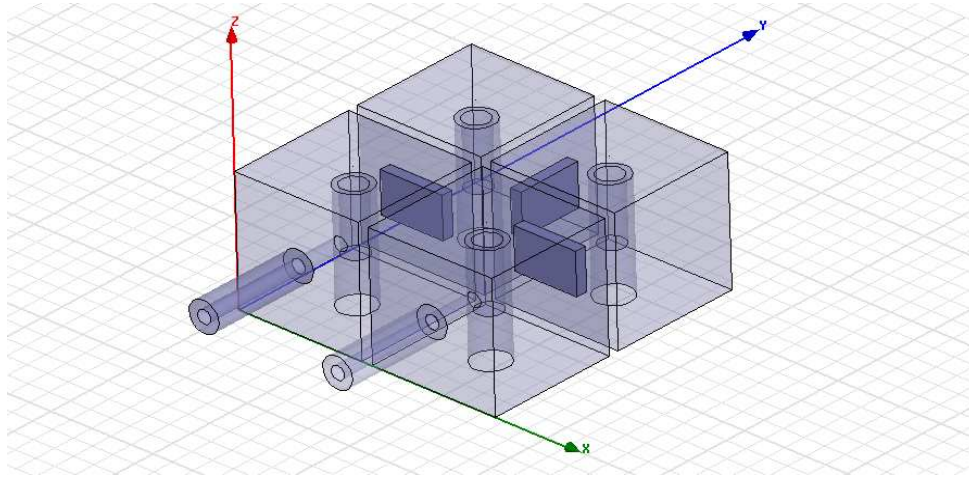
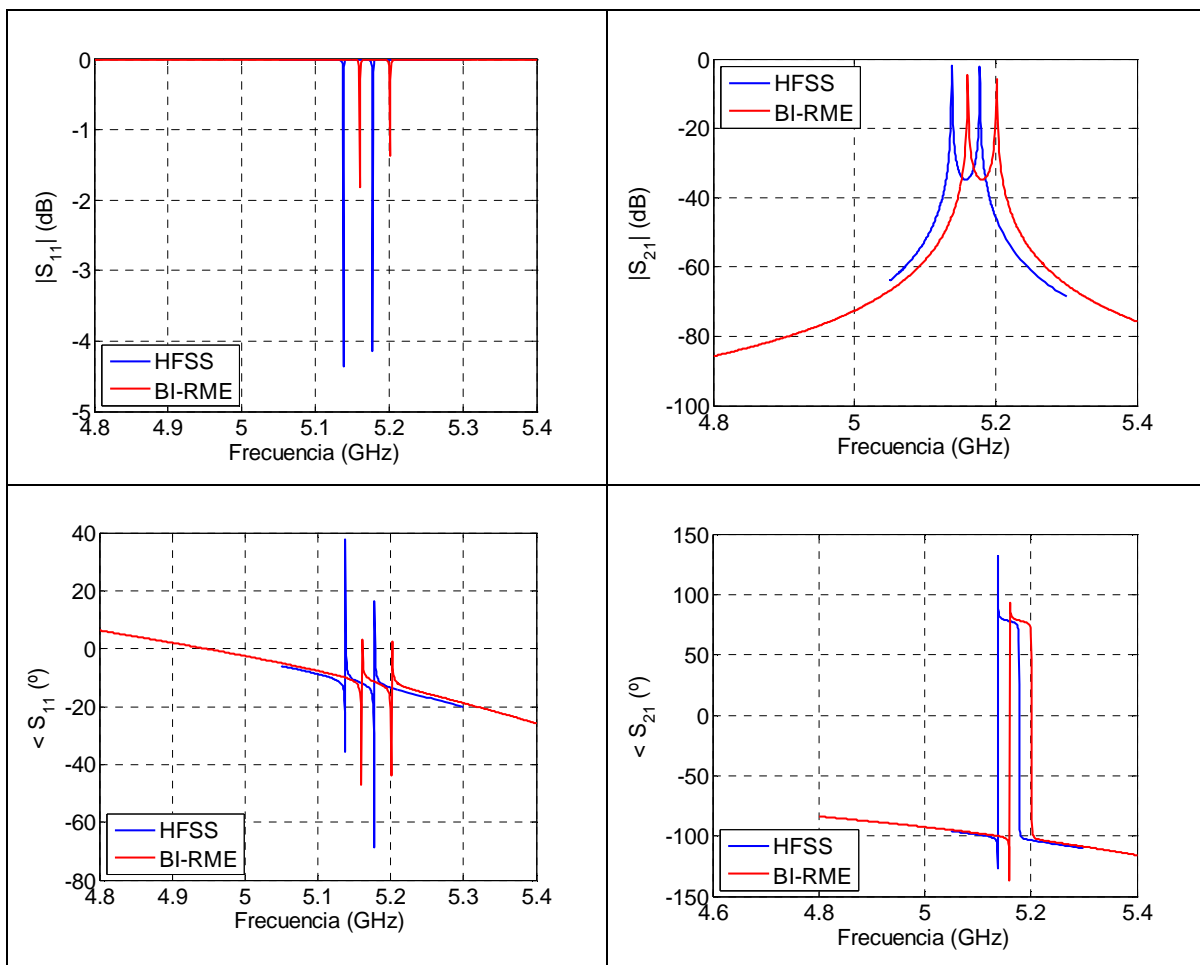


Fig.12. Filtro combline de cuatro cavidades, con postes vaso, y puertos de entrada coaxial-coaxial.



A continuación se pasará a analizar una nueva topología de filtros de microondas conocidos como filtros interdigitales. La característica fundamental de estos filtros se encuentra en que, a diferencia de los filtros combline donde todos los postes resonadores se encuentran puestos en línea sobre las bases de las cavidades, en los filtros interdigitales los postes resonadores se van alternado entre la base y la parte superior de cada una de la cavidades que forman el filtro.

Para analizar la respuesta en frecuencia de estos filtros, se ha empleado a su vez una tercera herramienta de análisis de circuitos de microondas conocida comercialmente como MICIAN (Microwave Wizard). Se trata de un software de análisis EM basado en la técnica Mode-Matching que presenta un tiempo de procesado mucho menor al obtenido con HFSS, y de un orden de magnitud similar al del BI-RME (SVD).

En la figura 13 se muestra un filtro interdigital de tres cavidades acopladas mediante irises rectangulares, en cuyo interior se sitúan postes metálicos en forma de vaso situados de forma alterna entre la parte inferior y superior de las cavidades. Como en todos los casos analizados, la sonda de los coaxiales de los puertos de entrada se encuentran en contacto directo con los postes metálicos situados en el interior de las cavidades.

Como se puede apreciar, los parámetros S obtenidos mediante la técnica BI-RME (SVD) se encuentran perfectamente alineados con los obtenidos mediante las otras herramientas de análisis. Además se puede ver como en concreto la herramienta MICIAN, pese a su rápida convergencia a la solución comparable a la de BI-RME, para las fases de los parámetros S presenta un desplazamiento significativo en frecuencia.

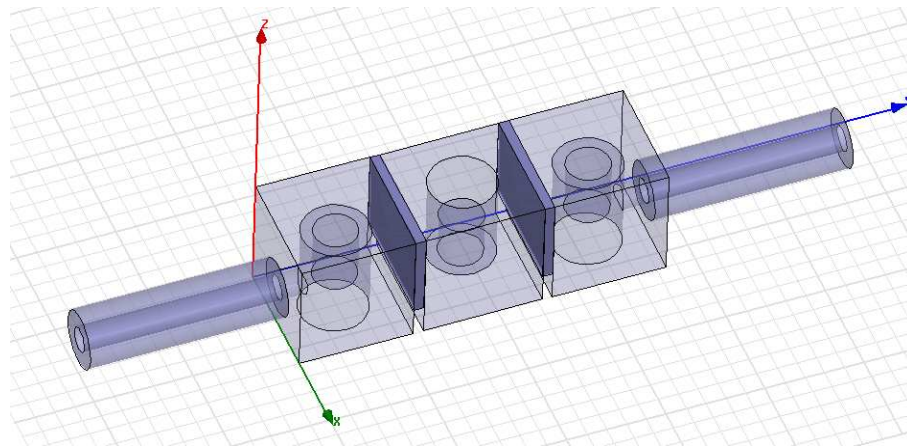
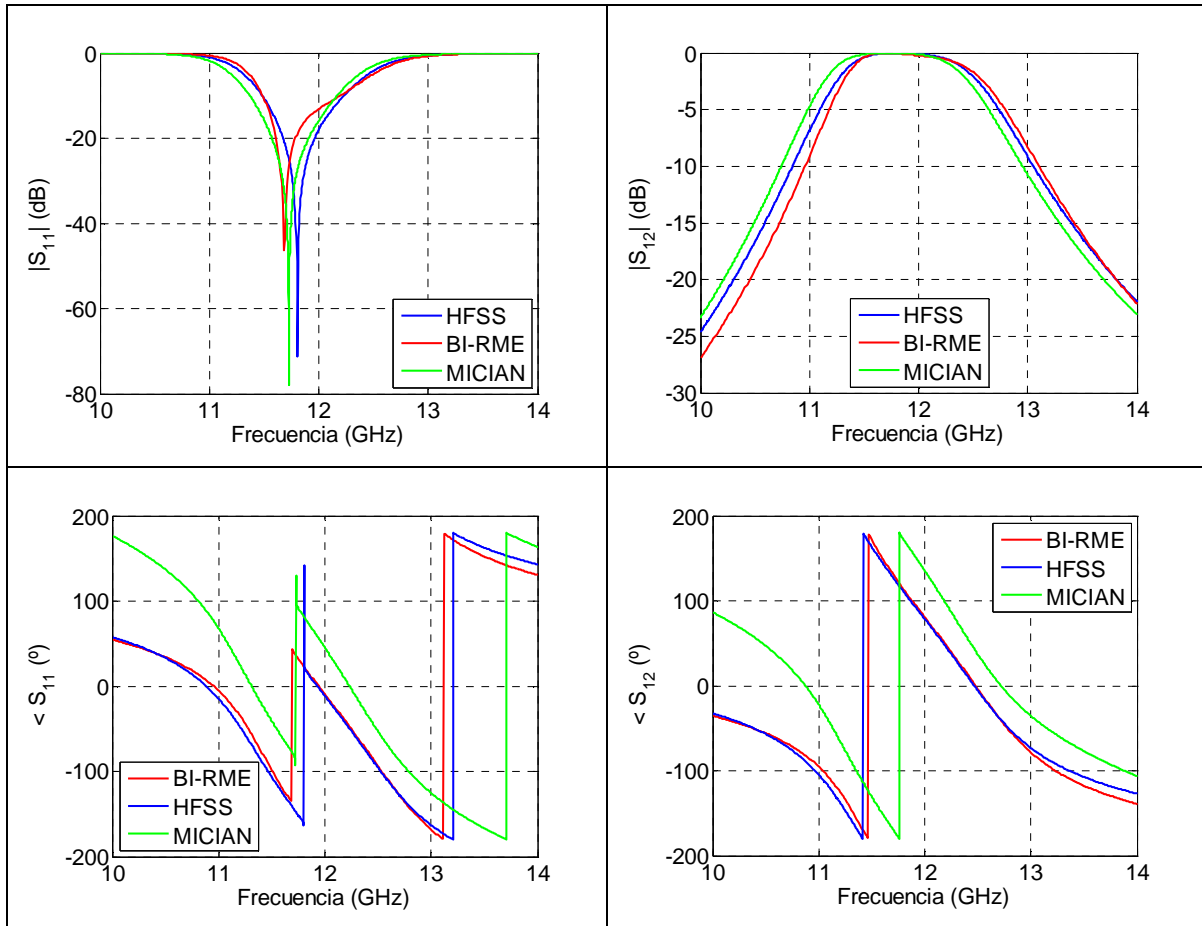


Fig.13. Filtro interdigital de tres cavidades, con postes vaso, y puertos de entrada coaxial-coaxial.



En la figura 14 se analiza un filtro con las mismas características que el filtro anterior pero se le añaden dos cavidades más, estando formado por un total de cinco cavidades. Igual como ocurría para el caso anterior, los parámetros S obtenidos con BI-RME son muy precisos.

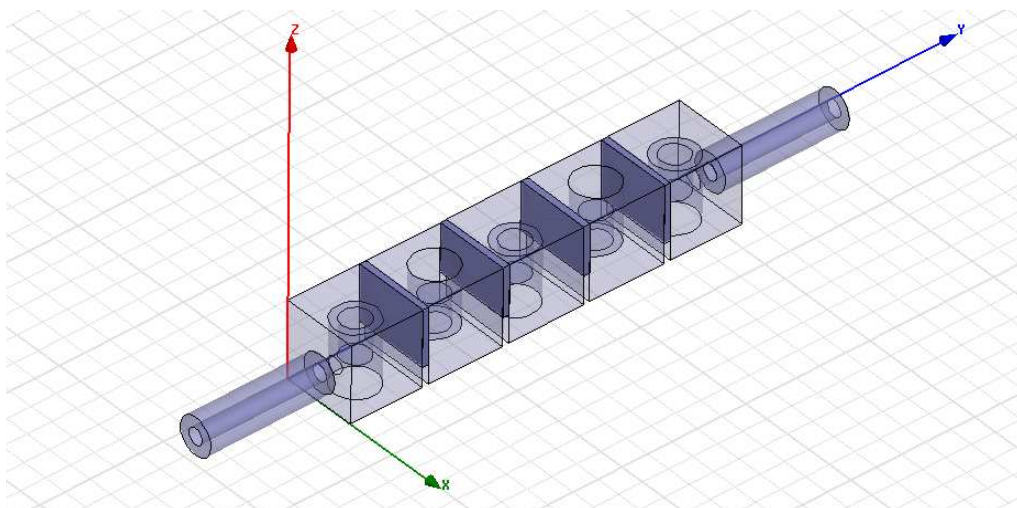
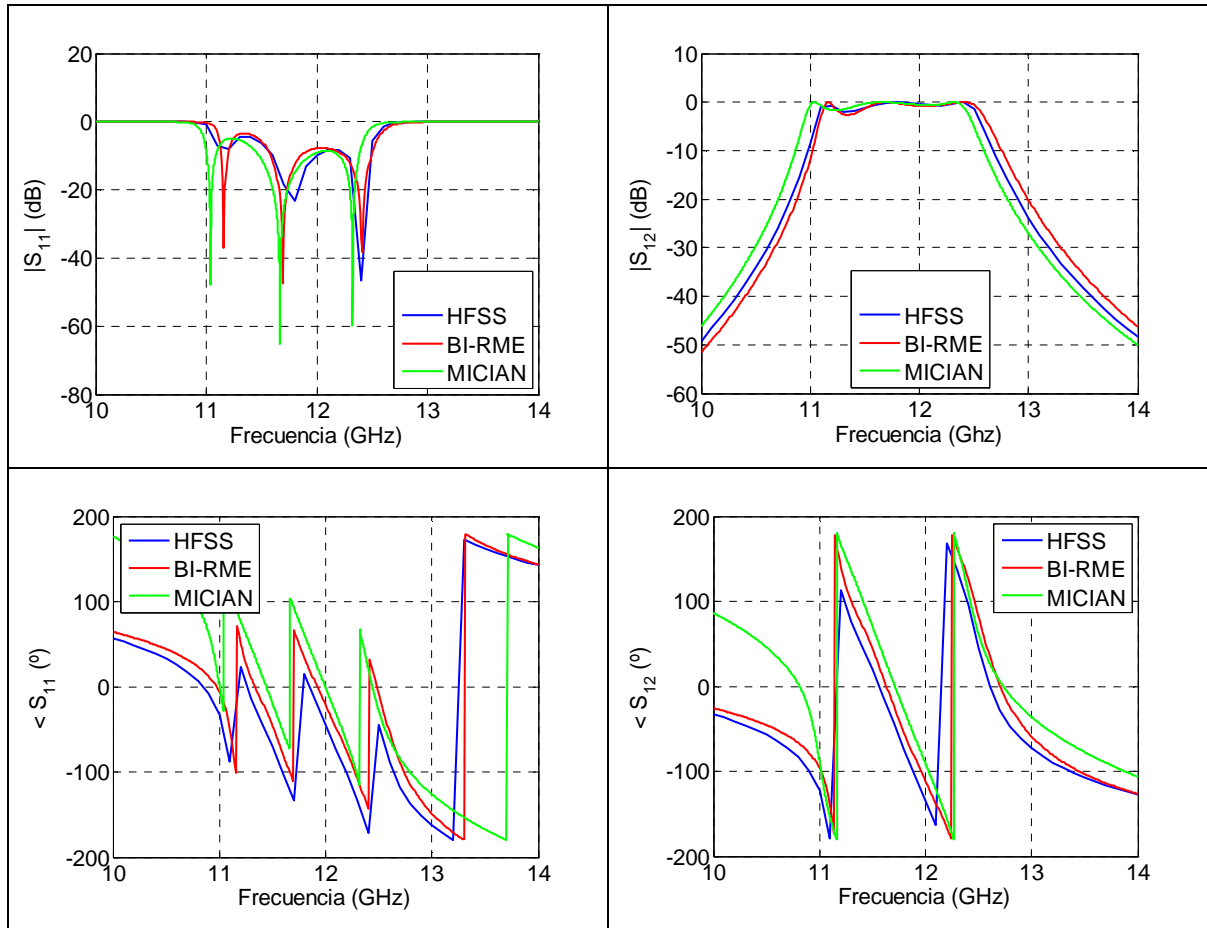


Fig.14. Filtro interdigital de cinco cavidades, con postes vaso, y puertos de entrada coaxial-coaxial.



Finalmente, la última estructura analizada es un filtro interdigital de cinco cavidades pero cuyos postes interiores consisten en postes cilíndricos (no en forma de vaso como en los casos anteriores). Como se puede apreciar en la figura 15, en este tipo de estructuras la respuesta en frecuencia del filtro también guarda una gran relación con la obtenida con las otras herramientas de comparación.

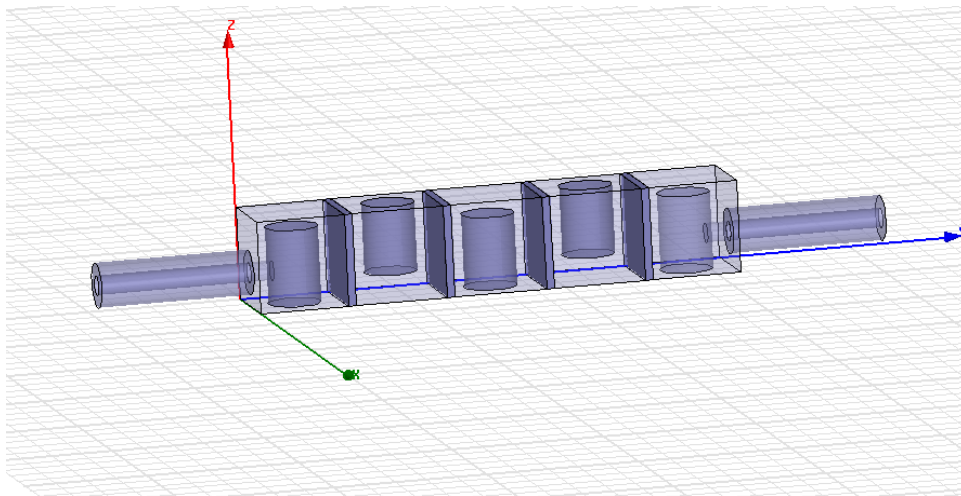
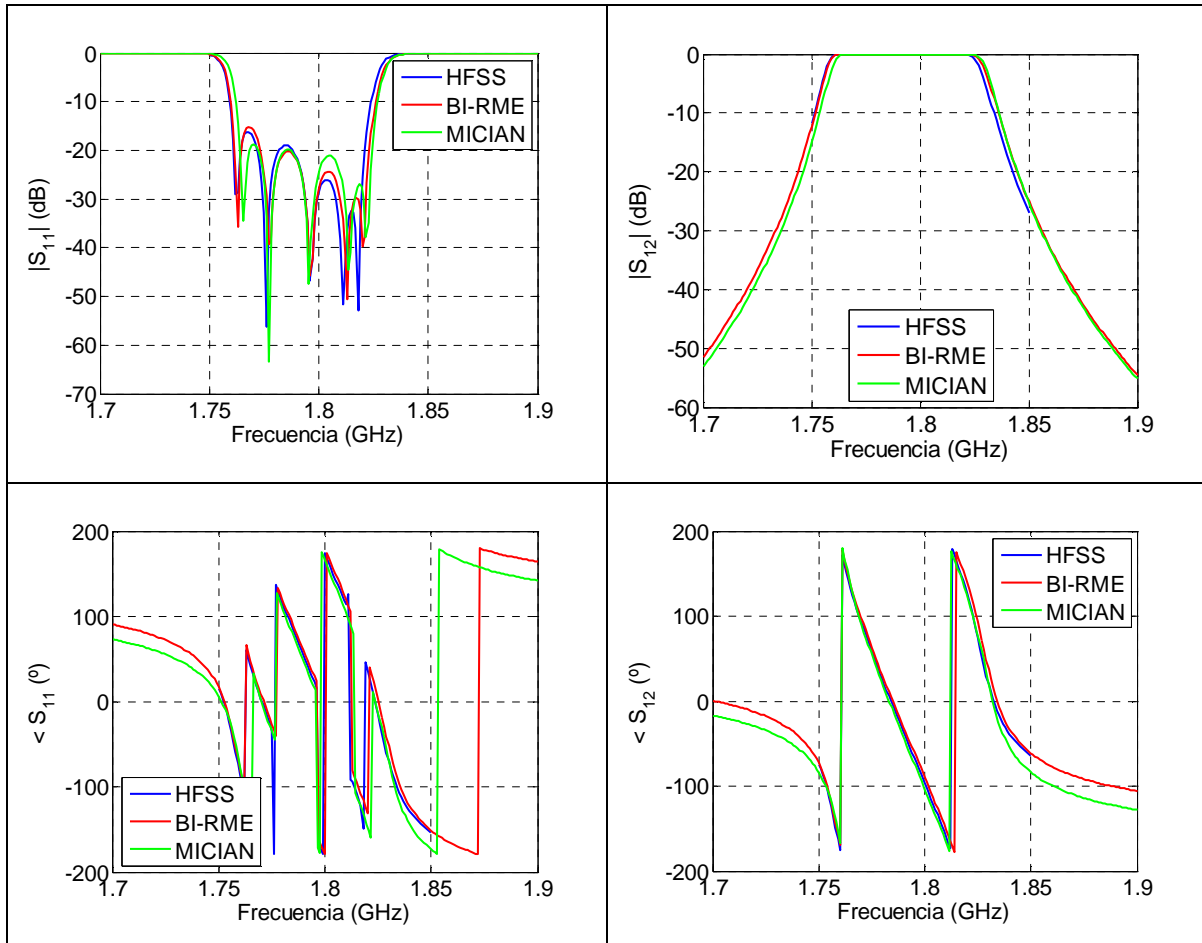


Fig.15. Filtro interdigital de cinco cavidades, con postes cilíndricos, y puertos de entrada coaxial-coaxial.



V. Conclusiones

En este trabajo de investigación se ha presentado una nueva técnica numérica basada en el método BI-RME para el análisis de estructuras complejas de dispositivos de microondas con excitación mediante cable coaxial. Por primera vez, el contacto físico entre la sonda del coaxial que penetra en la cavidad del filtro de microondas y el poste interno conductor del mismo ha sido rigurosamente modelado a través de un análisis de banda ancha. Se ha presentado un nuevo algoritmo basado en una técnica numérica de descomposición algebraica en valores singulares (SVD) con el fin de obtener las contribuciones solenoidales y no solenoidales de las funciones base RWG con la formulación BI-RME. Los resultados presentados en este trabajo han demostrado una gran similitud con los obtenidos mediante otras herramientas comerciales basadas en diferentes técnicas de análisis, y con la ventaja de obtener una reducción considerable en el tiempo de simulación.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido realizado con la financiación económica del proyecto SENECA Ref. 08833/PI/08 y el proyecto CICYT Ref. TEC2007-67630-C03.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] R. Levy, R. V. Snyder, G. Matthaei, *Design of microwave filters*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-50, no. 3, pp. 783-793, March 2002.
- [2] P. Silvester and G. Pelosi, *Finite Elements for Wave Electromagnetics*, IEEE Press 1994.
- [3] J. Jin, *The Finite Elements Method in Electromagnetics*, New York: John Wiley & Sons, 1993.
- [4] A. Taflove, *Computational Electromagnetics: The Finite-Difference Time Domain Method*, Artech House, 1995.
- [5] R. Levy, H. W. Yao, K. A. Zaki, *Transitional comblne/evanescent-mode microwave filters*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-45, no. 12, pp. 2094-2099, Dec. 1997.
- [6] H. W. Yao, K. A. Zaki, A. E. Atia, R. Hershtig, *Full wave modeling of conducting posts in rectangular waveguides and its application to slot coupled comblne filters*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-43, no. 12, pp. 2824-2830, Dec. 1995.
- [7] A. Boettger, T. Sieverding, P. Krauss and F. Arndt, *Fast boundary contour mode-matching method for the CAD of circular post coupled resonator filters*, in Proceedings of the 28th European Microwave Conference, Amsterdam, Oct. 1998, vol. 1, pp. 712-715.
- [8] K.-L. Wu, R. R. Mansour, H. Wang, *A full wave analysis of a conductor post insert reentrant coaxial resonator in rectangular waveguide comblne filters*, in IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, San Francisco, CA, June 1996, pp. 1639-1642.
- [9] G. G. Gentili, *Multiport analysis of arbitrary circular-rod insets in rectangular waveguide by the generalized admittance matrix*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-49, no. 8, pp. 731-733, Aug. 2001.
- [10] J. E. Braken, D. Sun, Z. J. Cendes, *S-domain methods for the simultaneous time and frequency characterization of electromagnetic devices*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-46, no. 11, pp. 1277-1290, Nov. 1998.
- [11] R. W. Freund, *Reduced-order modeling techniques based on Krylov subspaces and their use in circuit simulation*, Numerical Analysis Manuscript no. 98-3-02, Bell laboratories, Murray Hill, N.J., Feb. 1998. Available on WWW at <http://cm.belllabs.com/cs/doc/98>.
- [12] R. W. Freund, *Passive reduced-order modeling via Krylov-subspace methods*, Numerical Analysis Manuscript no. 00-3-02, Bell laboratories, Murray Hill, N.J., March. 2000. Available on WWW at <http://cm.bell-labs.com/cs/doc/00>.
- [13] A. C. Cangellaris and L. Zhao, *Model order reduction techniques for electromagnetic macromodelling based on finite methods*, Int. Journal of Numerical Modelling, Electronic Networks, Devices and Fields, vol. 13, no. 2/3, March-June 2000, pp. 181- 197.
- [14] J. Rubio, J. Arroyo, J. Zapata, *SFEL0 - An efficient methodology for microwave circuit analysis*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT- 49, no. 3, pp. 509-516, March 2001.

- [15] Y. Zhu, A. C. Cangellaris, *Macro-elements for efficient FEM simulation of small geometric features in waveguide components*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-48, no. 12, pp. 2254-2260, Dec. 2000.
- [16] P. Arcioni, M. Bressan, G. Conciauro, L. Perregrini, *Generalized Y-matrix of arbitrary H-plane waveguide junctions by the BI-RME method*, in IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Denver, CO, June 1997, vol. 1, pp. 211-214.
- [17] P. Arcioni, M. Bressan, G. Conciauro, L. Perregrini, *A fast algorithm for the wideband analysis of 3-D waveguide junctions*, Proc. of the Second Int. Conf. on Computation in Electromagnetics, 12-14 April 1994, Nottingham, UK.
- [18] P. Arcioni, M. Bressan, G. Conciauro, *Generalized admittance matrix of arbitrary E-plane waveguide junctions by the BI-RME method*, in IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Anaheim, CA, June 1999, vol. 4, pp. 1699-1702.
- [19] P. Arcioni, M. Bressan, L. Perregrini, *A new boundary integral approach to the determination of the resonant modes of arbitrarily shaped cavities*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-43, no. 9, pp. 1848-1855, Aug. 1995.
- [20] P. Arcioni, M. Bressan, L. Perregrini, *On the evaluation of the double surface integrals arising in the application of the boundary integral method to 3-D problems*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-45, no. 3, pp. 436-439, March 1997.
- [21] P. Arcioni, M. Bozzi, M. Bressan, L. Perregrini, *A novel CAD tool for the wideband modeling of 3D waveguide components*, International Journal of RF and Microwave Computer Aided Engineering, vol. 10, no. 3, pp. 183-189, May 2000.
- [22] P. Arcioni, M. Bozzi, M. Bressan, G. Conciauro, L. Perregrini, *Frequency/Time- Domain modeling of 3D waveguide structures by a BI-RME approach*, International Journal on Numerical Modeling: Electronic Networks, Devices and Fields, vol. 15, no. 3, pp. 3-21, 2002.
- [23] P. P. Ewald, *Die berechnung optischer und electrostatischer gitterpotentiale*, Ann. der Physik, vol. 64, pp. 253-287, 1921.
- [24] K. E. Jordan, G. R. Richter, P. Sheng, *An efficient numerical evaluation of the Green's function for the Helmholtz operator on periodic structures*, J. Comp. Phys., vol. 63, 1986, pp. 222-235.
- [25] G. Conciauro, M. Bressan and C. Zuffada, *Waveguide modes via integral equation leading to a linear matrix eigenvalue problem*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-32, no. 11, pp. 1495-1504, Nov. 1984.
- [26] B. E. Spielman and R. F. Harrington, *Waveguide of arbitrary cross-section by the solution of a non-linear integral eigenvalue problem*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-20, no. 9, pp. 575-578, Sept. 1972.
- [27] G. Conciauro, P. Arcioni, M. Bressan, L. Perregrini, *Wideband modelling of arbitrarily shaped H-plane waveguide junctions by the 'Boundary Integral – Resonant Mode Expansion' Method*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-44, no. 7, pp. 1057-1066, July 1996.
- [28] P. Arcioni, M. Bressan, G. Conciauro, L. Perregrini, *Wideband modeling of arbitrarily shaped E-plane waveguide junctions by the 'Boundary Integral – Resonant Mode Expansion' Method*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-44, no. 11, pp. 2083-2092, Nov. 1996.

- [29] Robert E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, IEEE Press, 1991.
- [30] G. Conciauro, M. Guglielmi, R. Sorrentino, *Advanced Modal Analysis*, J. Wiley & Sons, 2000.
- [31] J. Van Bladel, *Electromagnetic Fields*, Hemisphere, Washington, 1985.
- [32] P. Arcioni, G. Conciauro, *Combination of generalized admittance matrices in the form of pole expansions*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-47, no. 10, pp. 1990-1996, Oct. 1999.
- [33] G. Gerini, M. Guglielmi, and G. Lastoria, *Efficient integral equation formulation for impedance of admittance representation of planar waveguide junction*, in IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Baltimore, MD, June 1998, pp. 1747-1750.
- [34] M. Bressan, L. Perregrini, and E. Regini, *Efficient CAD of generalized coaxial probes in rectangular waveguide using the 3D BI-RME method*, in 36th European Microwave Conference. Manchester, UK: IEEE, 2006, pp. 1163-1166.
- [35] F. Mira, M. Bressan, G. Conciauro, B. Gimeno, and V. E. Boria, *Fast S-domain modeling of rectangular waveguides with radially symmetric metal insets*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no. 4, pp. 1294-1303, April 2005.
- [36] S.M. Rao, D. R. Wilton, and A.W. Glisson, *Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrarily shape*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 30, no. 5, pp. 409-418, May 1982.

ANEXOS

A continuación se citan las publicaciones obtenidas a partir de este trabajo de investigación.

1. F.D. Quesada, A. Vidal, F.J Pérez, A. Berenguer, A. San Blas, F. Mira, V.E. Boria, B. Gimeno, A. Álvarez, *Broad Band Analysis of Arbitrarily Shaped Microwave Filters Using a Novel Singular Value Decomposition Technique*, European Conference on Antennas and Propagation 2010, 12-16 April 2010, Barcelona.
2. F.D. Quesada, A. Vidal, F.J Pérez, A. Berenguer, A. San Blas, F. Mira, V.E. Boria, B. Gimeno, A. Álvarez, *Broad Band Analysis of Arbitrarily Shaped Microwave Filters Using a Novel Singular Value Decomposition Technique*, ECCM 2010 IV European Conference on Computational Mechanics, Palais des Congrès, Paris, France, May 16-21, 2010.