

Un nuevo filtro paso bajo en guíaonda basado en postes circulares para sistemas de comunicaciones por satélite

P. VERA CASTEJÓN¹, M. MARTÍNEZ MENDOZA¹, J.A. LORENTE ACOSTA¹,
A. ÁLVAREZ MELCÓN¹, D. CAÑETE REBENAQUE¹, F. QUESADA PEREIRA¹,
J.L. GÓMEZ TORNERO¹

1. Departamento Tecnologías de la Información y las Comunicaciones
Universidad Politécnica de Cartagena

pveracaste@ono.com; shanaz00@hotmail.com; josea.lorente@gmail.com;
alejandro.alvarez@upct.es; david.canete@upct.es;
fernando.quesada@upct.es; josel.gomez@upct.es

Resumen

En este artículo presentamos una nueva concepción de filtro paso bajo en tecnología guía onda para sistemas de comunicaciones espaciales. La novedad principal es el empleo de postes capacitivos circulares, en lugar de utilizar la típicas corrugaciones de los filtros tradicionales. La nueva estructura puede mejorar el comportamiento ante fenómenos de alta potencia (multipactor o corona), al evitar esquinas y gaps estrechos. También hemos adaptado una estrategia de diseño de filtros paso bajo utilizando técnicas de ecuación integral, con el fin de tener en cuenta de manera precisa la geometría de los postes circulares, mucho más complejos de caracterizar que los típicos filtros basados en corrugaciones. En el artículo presentamos dos ejemplos de diseño, y los validamos utilizando herramientas de análisis comercial. Los resultados obtenidos son muy satisfactorios.

Proyecto/Grupo de investigación: El trabajo ha sido parcialmente desarrollado bajo financiación del Ministerio de Educación y Ciencia, proyecto TEC2010-21520-C04-04/Grupo Electromagnetismo Aplicado a las Telecomunicaciones (GEAT).

Líneas de investigación: *Filtros paso-bajo; Filtros guía onda; Postes capacitivos Diseño de filtros; Síntesis de filtros; Ecuación Integral.*

1 Introducción

Dentro de las colaboraciones que el Grupo de Electromagnetismo Aplicado a las Telecomunicaciones (GEAT-UPCT) está manteniendo con la Agencia Espacial Europea (ESA-ESTEC, Noordwijk, The Netherlands), en el último año se ha trabajado en la concepción y diseño de un nuevo tipo de filtro paso bajo para sistemas de comunicaciones espaciales, utilizando la tecnología guía onda [1]. En este artículo vamos a describir las ideas básicas que hay detrás del desarrollo de esta nueva estructura, así como una técnica que permite realizar su diseño de manera eficiente.

El uso de dispositivos guía onda basados en discontinuidades capacitivas está bastante extendido para el filtrado paso bajo de señales en sistemas por satélite [1]. Las configuraciones más extendidas están basadas en el uso de corrugaciones [1, 2], o en el empleo de ventanas rectangulares capacitivas que actúan de inversores de impedancia [3]. La razón principal, es que esta geometría rectangular es fácil de caracterizar, existiendo modelos simples que arrojan resultados bastante precisos. Sin embargo, esta mentalidad ha hecho que hasta ahora no se exploren iris capacitivos de geometrías más complejas en la implementación de filtros paso bajo. Por otro lado es ampliamente conocido que los *gaps* pequeños en ventanas rectangulares son críticos en aplicaciones de alta potencia, como requieren los sistemas por satélite. Estas ventanas rectangulares limitan el nivel de potencia que puede manejar el dispositivo, hasta que se produzca algún fenómeno de ruptura que pueda dañarlo (multipactor o corona) [4, 5].

Precisamente por esto, en los últimos años ha crecido el interés en el diseño de filtros de microondas que sean capaces de soportar las altas potencias que requieren los nuevos servicios por satélite [6, 7]. Una de las técnicas que se ha empleado para aumentar el umbral de potencia admisible es la introducción de modificaciones en la geometría rectangular típica de las estructuras. Por ejemplo, en [8] se diseñó un filtro paso banda en forma de cuña, mostrando una mayor capacidad de manejar altas potencias que filtros similares usando guías rectangulares. Ello es debido al efecto introducido por las paredes en cuña, que tienden a curvar las trayectorias de los electrones. De esta forma, se favorece a que los electrones puedan salir de las áreas críticas, aumentando considerablemente el umbral de ruptura. Un concepto parecido vamos a aplicar en este trabajo para diseñar por vez primera filtros paso bajo basados en postes capacitivos circulares. En este caso es de esperar que los electrones se vean también deflectados de las zonas críticas debido a la geometría circular de los postes empleados.

En el contexto descrito, también proponemos en este trabajo adaptar una técnica de diseño de filtros paso bajo basada en guías rectangulares, para que pueda utilizarse de forma precisa con la nueva geometría de postes circulares. La técnica de diseño desarrollada está basada en la teoría propuesta en [3], originalmente para ventanas rectangulares. Ahora proponemos modificarla para que pueda ser utilizada de forma precisa si se emplean estructuras de geometría más compleja. La estrategia de diseño se ha utilizado con éxito en el diseño

de dos filtros paso bajo basados en postes capacitivos circulares, presentado diferentes rangos libres de espúreos.

2 Procedimiento de Diseño

La estructura de filtro paso bajo que se desea diseñar tiene el circuito equivalente mostrado en la Figura 1. Como se ve está compuesto por varios tramos de líneas de transmisión, conectados a través de inversores de impedancia. El orden del

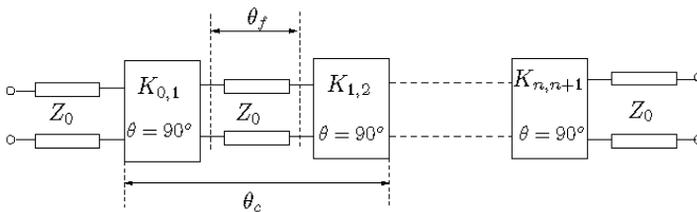


Figura 1: Circuito equivalente del filtro paso bajo diseñado en este trabajo.

fitro paso bajo está fijado por el número de secciones en línea de transmisión incluidas en el circuito. En [3] se puede encontrar una técnica de diseño de filtros paso bajo basada en el circuito equivalente de la Figura 1. De las diferentes opciones presentadas en [3], nosotros vamos a utilizar la red equivalente que contiene todas las líneas de transmisión escaladas a una misma impedancia característica, como se muestra en la Figura 1. En este caso, los valores de los inversores de impedancia cambian a lo largo de la red equivalente.

Utilizando el circuito equivalente de la Figura 1, con todas las impedancias características escaladas al mismo valor, es posible diseñar un filtro paso bajo basado en ventanas capacitivas rectangulares, siguiendo el procedimiento descrito en [3]. Nuestro propósito ahora es adaptar esa técnica de diseño a la estructura mostrada en la Figura 2. Como puede observarse, utilizamos por primera vez postes capacitivos circulares como inversores de impedancia. Es importante notar que los postes circulares están situados en una guía onda de altura constante (b). De esta manera, las distancias entre los diferentes postes forman las secciones en línea de transmisión de igual impedancia característica (la misma para todas las secciones).

La limitación principal de la técnica presentada en [3], es que se utiliza con un modelo aproximado para caracterizar discontinuidades capacitivas entre guías rectangulares. Por lo tanto no puede usarse directamente si se emplean otras geometrías más complejas para construir los inversores de impedancia. La

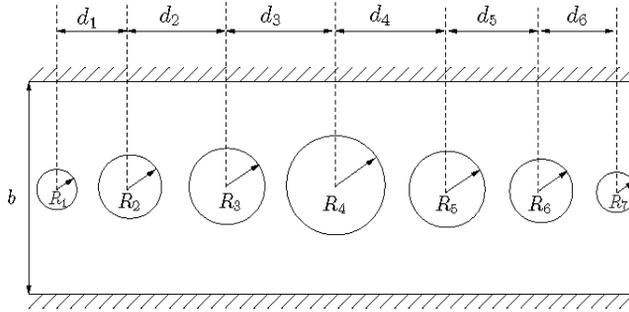


Figura 2: Filtro paso bajo capacitivo basado en postes circulares (ejemplo de orden $n = 6$).

idea que hemos desarrollado está basada en la caracterización del inversor de impedancia utilizando técnicas de onda completa (*full-wave*), para luego acoplar estos resultados a la estrategia general. De esta forma, los efectos de los modos de orden superior se tendrán en cuenta durante el proceso de diseño, obteniendo unos resultados muy precisos. Además, la generalización que planteamos abre la posibilidad de utilizar la técnica con geometrías arbitrarias de inversores de impedancia, que sean apropiadas a cada aplicación.

2.1 Revisión de la técnica de diseño

Como en cualquier técnica de diseño, el primer paso es la síntesis de la función de transferencia que se desea obtener del filtro, que cumpla con las especificaciones del sistema. En el caso de filtros paso bajo, las especificaciones normalmente contienen la frecuencia de corte deseada, el nivel de pérdidas de retorno dentro de la banda de paso, y la selectividad requerida, lo que nos dará un orden determinado del filtro. Además, para implementaciones en guía de onda, necesitamos especificar la banda útil de operación, lo que determina el rango de propagación monomodo de la guía. Finalmente, se especifica la longitud de las secciones en línea de transmisión (θ_f en Figura 1), que está relacionada con el rango libre de espúreos a través del parámetro ($\theta_c = \theta_f - \pi$), según se explica en [3].

Partiendo de estas especificaciones, la respuesta deseada de la red equivalente se obtiene a partir de los parámetros de dispersión (*scattering*), expresados como una razón de polinomios de la siguiente forma

$$S_{1,1} = \frac{F(\omega)}{E(\omega)}, \quad S_{2,1} = \frac{1}{\epsilon E(\omega)}, \quad (1)$$

donde ϵ es una constante que depende del nivel de pérdidas de retorno especificadas para el filtro. Además, el polinomio $F(\omega)$ contiene los ceros de reflexión de la respuesta, que se sitúan dependiendo del tipo de función de

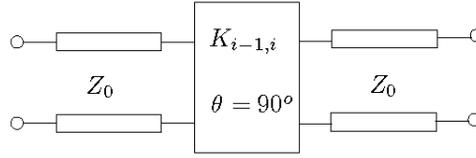
transferencia seleccionada. Las funciones de transferencia más utilizadas en la práctica son las de rizado constante (Chebyshev), o la de Zolotarev. Una vez que el tipo de función de transferencia ha sido especificado, este polinomio puede calcularse siguiendo procedimientos estándares publicados en la literatura [3]. También, es importante notar que el numerador del parámetro ($S_{2,1}$) ha sido escogido como la unidad. Este numerador está relacionado con los ceros de transmisión de la respuesta, y nuestra selección se corresponde con una función de transferencia sin ceros de transmisión en frecuencias finitas. Una vez que los polinomios del numerador han sido calculados, el polinomio del denominador ($E(w)$), que es común a los dos parámetros de dispersión, puede calcularse utilizando el procedimiento de la singularidad alternada como se describe en [3].

Una vez completado el cálculo de la función de transferencia, el siguiente paso es calcular los valores de los elementos de la red equivalente mostrada en la Figura 1, para que se comporte según la función de transferencia escogida. Realizando las transformaciones indicadas en [3], es posible calcular los valores de los inversores de impedancia de toda la red ($K_{0,1}, K_{1,2} \cdots K_{n,n+1}$), escalando las impedancias características de todas las líneas de transmisión a uno ($Z_0 = 1 \Omega$). Además, la longitud eléctrica de todas las secciones en línea de transmisión se escoge (θ_f en la Figura 1), para obtener el rango libre de espúreos deseado según el parámetro ($\theta_c = \theta_f - \pi$), tal y como se explica en [3].

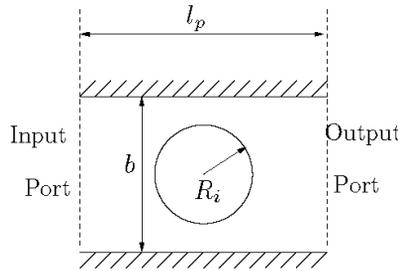
El último paso en el proceso de diseño es la realización de la red equivalente mostrada en la Figura 1, utilizando una estructura física. En este trabajo, este último proceso será realizado con la estructura mostrada en la Figura 2, utilizando postes capacitivos de geometría circular. Como puede observarse, hay dos elementos básicos que necesitamos caracterizar en esta estructura. El primer elemento es el poste circular que actúa como inversor de impedancia. El segundo elemento es el ajuste de las longitudes físicas de los tramos de guía onda, para tener en cuenta el efecto de carga de los postes capacitivos, y así poder fijar la longitud eléctrica deseada de cada línea (θ_f en la Figura 1). A continuación vamos a tratar estos dos aspectos del diseño.

2.2 Caracterización del poste circular como inversor de impeancia

La caracterización del poste circular como inversor de impedancia se hará utilizando la equivalencia mostrada en la Figura 3. Como puede observarse, un poste capacitivo circular dentro de una guía de onda puede hacerse equivalente a un inversor de impedancia ideal conectado a dos tramos en línea de transmisión con igual impedancia característica.



(a) Inversor de impedancia y líneas de entrada y salida.



(b) Poste circular empleado como inversor de impedancia.

Figura 3: Equivalencia entre un poste capacitivo circular dentro de una guía de onda, y un inversor de impedancia ideal.

Los parámetros $[ABCD]$ de un inversor ideal toman la forma [10, 3]

$$[ABCD] = \begin{bmatrix} a & jb \\ jc & d \end{bmatrix} \quad (2a)$$

$$a = d = 0 \quad (2b)$$

$$b = \frac{K_{i-1,i}}{Z_0} \quad (2c)$$

$$c = \frac{Z_0}{K_{i-1,i}} \quad (2d)$$

escritos de la forma indicada, todos los parámetros (a, b, c, d) del inversor ideal son reales. Por tanto, el primer paso del procedimiento será obtener la matriz $[A', B', C', D']$ de la estructura capacitiva de la Figura 3(b) de la siguiente forma

$$[ABCD]' = \begin{bmatrix} a' & jb' \\ jc' & d' \end{bmatrix} \quad (3)$$

de esta forma, ajustaremos la posición de los puertos de entrada/salida (longitud l_p en la Figura 3(b)), hasta obtener parámetros (a', b', c', d') reales. Esto puede

hacerse fácilmente si calculamos los parámetros de dispersión de la estructura de la Figura 3(b) con un programa de onda completa, y luego convertimos los parámetros de dispersión a la matriz $[A', B', C', D']$, utilizando las relaciones mostradas en [10, 3].

Una vez conseguimos que esta condición se cumpla, el poste capacitivo circular dentro de la guía se está comportando como un inversor ideal. Por tanto, podemos igualar los parámetros de las dos redes, para hacerlas equivalentes. En lugar de igualar los parámetros de forma individual, hemos adoptado la estrategia propuesta en [3], donde se indica que es más conveniente forzar la siguiente relación de potencias entre las dos redes

$$1 + \frac{1}{4}(a - d)^2 + \frac{1}{4}(b - c)^2 = 1 + \frac{1}{4}(a' - d')^2 + \frac{1}{4}(b' - c')^2. \quad (4)$$

El procedimiento ahora puede continuar optimizando el radio del poste circular (R_1) de la estructura de la Fig. 3(b), hasta que la relación anterior se satisfaga. En este momento, las dos estructuras de la Figura 3 serán eléctricamente equivalentes.

El uso del procedimiento descrito para la caracterización del inversor de impedancia en nuestra estructura es muy conveniente, ya que del proceso de síntesis anteriormente descrito conocemos los valores de los inversores de impedancia ($K_{0,1}, K_{1,2} \cdots K_{n,n+1}$), necesarios para obtener la respuesta deseada. Así pues, conocemos los parámetros $[ABCD]$ de la estructura de la Figura 3(a). Por tanto, sólo tenemos que optimizar el radio del poste de la Figura 3(b), hasta que los dos juegos de parámetros cumplan la relación mostrada en (4).

La única dificultad de este procedimiento, es que en realidad necesitamos realizar dos procesos de optimización secuenciales. En el primero, necesitamos realizar el ajuste de la posición de los puertos de entrada/salida (l_p), y durante el segundo proceso ajustamos el radio del poste (R_i). Los dos procesos de optimización pueden combinarse en un procedimiento iterativo, tal y como se muestra en la Figura 4.

Como puede observarse en el diagrama de flujos presentado, tomamos un valor inicial para el radio del poste (R_i). El siguiente paso es optimizar la posición de los puertos (longitud l_p), hasta que los parámetros (a', b', c', d') sean reales. En estas condiciones evaluamos la ecuación (4) para ver si se satisface. Si la relación no se satisface cambiamos el valor de (R_i), y se repite todo el proceso, hasta que la ecuación (4) se cumpla con un criterio de error prefijado. En este momento habremos encontrado el valor del radio que sintetiza el inversor de impedancia deseado. El proceso se repetirá para todos los inversores de impedancia de la red ($i = 1, 2, \cdots n + 1$).

2.3 Ajustes en las longitudes de las secciones en línea de transmisión

El paso final en el diseño es el cálculo de las longitudes físicas de los tramos de guía onda, para sintetizar las longitudes eléctricas correctas de las secciones en línea de transmisión de la red, teniendo en cuenta el efecto de carga real de los

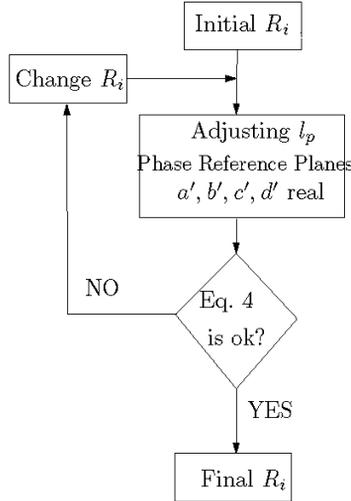


Figura 4: Diagrama de flujos del procedimiento iterativo propuesto para obtener las dimensiones físicas del poste capacitivo circular, necesario para sintetizar un valor dado del inversor de impedancia $K_{i-1,i}$ ($i = 1, 2, \dots, n + 1$).

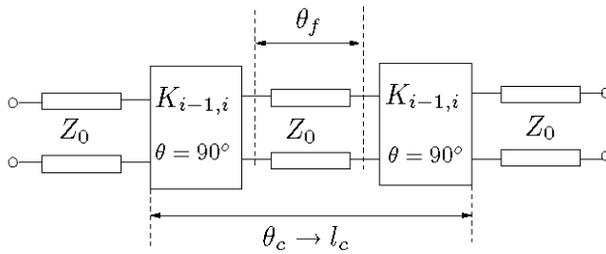
inversores de impedancia (ver la longitud eléctrica θ_f en la Figura 1, y la longitud física d_i de la Figura 2). Para realizar estos cálculos proponemos utilizar el equivalente mostrado en la Figura 5. La red equivalente contiene dos inversores de impedancia iguales separados por una sección en línea de transmisión de longitud eléctrica (θ_f). Esta red equivalente, mostrada en la Figura 5(a) se va a realizar con la estructura física de la Figura 5(b), donde los dos inversores de impedancia se realizan con dos postes capacitivos circulares separados una distancia entre centros (h_i correspondiendo a una longitud eléctrica θ_i).

En primer lugar tenemos que considerar la relación entre la longitud eléctrica (θ_c) antes de los inversores de impedancia, y la longitud de la sección en línea de transmisión que une los dos inversores (θ_f) [3]

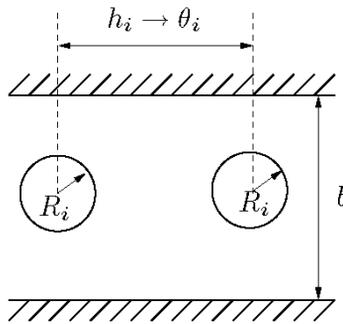
$$\theta_c = \theta_f - \pi. \quad (5)$$

Para una longitud eléctrica ($\theta_c = 0^\circ$), la impedancia que se ve en el puerto de salida quedará reflejada exactamente a la entrada. Esto significa que se producirá un cero de reflexión cuando ($\theta_f = \pi$). Lo que hacemos ahora es analizar la estructura de la Figura 5(b). Entonces veremos que el cero de reflexión no ocurre a la longitud teórica ($\theta_i = \theta_f$). De hecho, debido al efecto de carga de los inversores, es necesario añadir una longitud extra, hasta obtener el cero de reflexión en la posición adecuada

$$\theta_i = \theta_f + 2 \Delta\theta_i \quad (6)$$



(a) Red equivalente compuesta por dos inversores de impedancia idénticos.



(b) Dos postes capacitivos circulares usados como inversores de impedancia.

Figura 5: Equivalencia utilizada para calcular los efectos de carga reales introducidos por los inversores de impedancia.

en la ecuación anterior ($\Delta\theta_i$) es la longitud extra que hay que añadir debido al efecto de carga de los inversores. Por tanto, si analizamos la estructura de la Figura 5(b) con un software de onda completa, el cero de reflexión va a aparecer para una longitud eléctrica de

$$\theta_i = \pi + 2 \Delta\theta_i, \tag{7}$$

lo que en términos de longitud física da

$$h_i = \frac{\lambda_g}{2} + 2 \Delta l_i, \tag{8}$$

donde (λ_g) es la longitud de onda guiada dentro de la guía de onda, para el modo dominante TE_{10} .

Usando la condición anterior, existe una forma para calcular con mucha precisión el efecto de carga de los inversores de impedancia, empleando

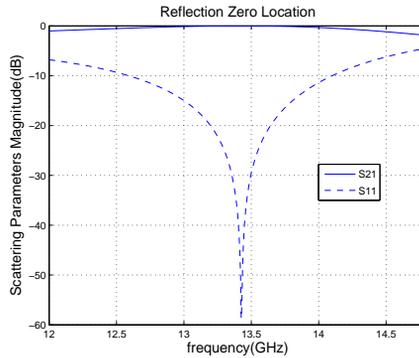


Figura 6: Ejemplo del cero de reflexión obtenido en la respuesta de la estructura de la Fig. 5(b). Ajustamos la distancia entre los centros de los postes, hasta obtener el cero de reflexión a la frecuencia de corte de 13,42 GHz.

herramientas de onda completa, y evitando aproximaciones usadas en el pasado. Con una herramienta de onda completa optimizamos la distancia física entre los centros de los postes (h_i), hasta obtener el cero de reflexión a la frecuencia de corte del filtro. En la Figura 6 mostramos el resultado obtenido para un ejemplo con frecuencia de corte de 13,42 GHz. Una vez que se conoce (h_i), la longitud extra que hay que añadir debido al efecto de carga del inversor se obtiene de la ecuación (8), dando

$$\Delta l_i = \frac{(h_i - \lambda_g/2)}{2}. \quad (9)$$

Este mismo proceso se repite ahora para todos los inversores de impedancia que componen la red equivalente ($i = 1, 2, \dots, n + 1$), obteniendo de esta manera todas las longitudes extras asociadas a cada inversor (Δl_i).

El último paso es el cálculo de las separaciones entre centros para los postes circulares en el filtro final (ver Figura 2). Para hacer este último paso utilizaremos la equivalencia entre la red de la Figura 1, junto con la ecuación (6). Las relaciones dan la siguiente expresión para los (d_i) mostrados en la Figura 2

$$d_i = \frac{\lambda_g}{2\pi} \theta_f + \Delta l_i + \Delta l_{i+1}, \quad (10)$$

con ($i = 1, 2, \dots, n$). Para obtener esta última relación hay que considerar que en el filtro final de la Figura 2, cada sección en línea de transmisión está separada por un inversor diferente en su lado izquierdo (Δl_i) y en su lado derecho (Δl_{i+1}).

Usando ahora la relación entre (θ_f) y (θ_c) de la ecuación (5), obtenemos finalmente la expresión para las longitudes físicas

$$d_i = \frac{\lambda_g}{2\pi} \theta_c + \frac{\lambda_g}{2} + \Delta l_i + \Delta l_{i+1}. \quad (11)$$

Notar que podemos obtener una expresión mucho más útil para calcular las longitudes físicas de separación entre centros, si sustituimos la ecuación (9) en

Cuadro 1: Caracterización de los inversores de impedancia para el ejemplo con $\theta_c = 35^\circ$.

i	$K_{i-1,i}$	R_i	h_i
1,7	0,7497	1,655	6,4
2,6	0,5263	2,568	6,03
3,5	0,4174	3,0662	6,056
4	0,3941	3,1785	6,056

Cuadro 2: Caracterización de los inversores de impedancia para el ejemplo con $\theta_c = 43^\circ$.

i	$K_{i-1,i}$	R_i	h_i
1,7	0,8131	1,39	6,53
2,6	0,6463	2,07	6,19
3,5	0,5414	2,503	6,044
4	0,5133	2,625	6,022

la última expresión

$$d_i = \frac{\lambda_g}{2\pi} \theta_c + \frac{h_i}{2} + \frac{h_{i+1}}{2}. \tag{12}$$

Esta expresión es mucho más útil que la anterior ya que para calcular la separación física entre postes circulares, necesitamos tan sólo el parámetro (θ_c) que controla el rango deseado libre de espúreos, y las distancias (h_i), que han sido optimizadas directamente con el programa de onda completa, si se sigue el procedimiento descrito (ver Figura 5(b)).

3 Resultados y ejemplos de diseño

Hemos utilizado la técnica descrita para diseñar dos prototipos de filtro paso bajo basado en postes capacitivos circulares, con dos valores diferentes del parámetro (θ_c). De esta forma probaremos la capacidad de la nueva estructura para controlar la posición del primer espúreo de filtro ($\theta_c = 35^\circ, 43^\circ$). Las otras características son: frecuencia de corte 13,42 GHz, pérdidas de retorno con rizado constante 26 dB, y orden del filtro $n = 6$.

Aplicando la técnica de síntesis descrita en [3], se calculan los valores de los inversores ideales ($K_{0,1}, K_{1,2} \cdots K_{6,7}$), obteniendo los datos recogidos en la Tabla 1 para el primer ejemplo, y en la Tabla 2 para el segundo.

Con esta información, las separaciones físicas entre los centros de los postes (d_i) pueden calcularse usando la ecuación (12). Estos datos pueden verse en el pie de la Figura 7 para el primer caso y en el de la Figura 8 para el segundo ejemplo.

Los resultados del filtro completo, sin aplicar ningún tipo de ajuste final, pueden verse en la Figura 7 para el primer filtro. Los resultados para el segundo ejemplo se muestran en la Figura 8. Estas figuras muestran que los resultados

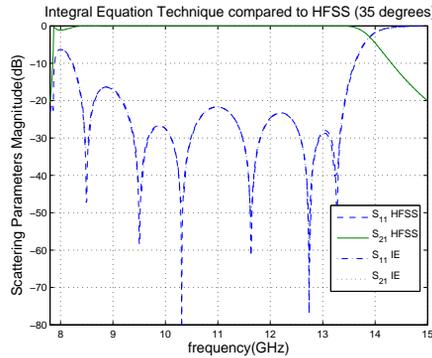


Figura 7: Resultados obtenidos con HFSS[®] [11] y con una técnica de ecuación integral [9] para el filtro paso bajo con $\theta_c = 35^\circ$. Las separaciones entre centros de los postes circulares en milímetros según la Fig 2 son: $d_1 = d_6 = 8,8963$; $d_2 = d_5 = 8,7243$; $d_3 = d_4 = 8,7373$; los radios de los postes se dan en la Tabla 1.

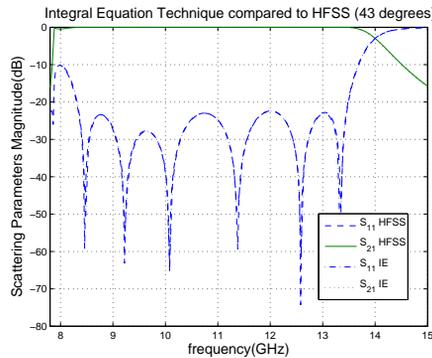


Figura 8: Resultados obtenidos con HFSS[®] [11] y con una técnica de ecuación integral [9] para el filtro paso bajo con $\theta_c = 43^\circ$. Las distancias entre los centros de los postes circulares en milímetros según la Fig 2 son: $d_1 = d_6 = 9,6541$; $d_2 = d_5 = 9,411$; $d_3 = d_4 = 9,327$; los radios de los postes se dan en la Tabla 2.

obtenidos con una herramienta desarrollada en el grupo de investigación [9], y la herramienta comercial HFSS[®], son muy parecidos. Además, vemos que las especificaciones dentro de la banda son también muy parecidas a las deseadas, utilizando directamente las dimensiones físicas obtenidas con la estrategia de diseño desarrollada (ver las pérdidas de retorno conseguidas y la frecuencia de corte). El resultado, por tanto, supone una validación importante a la estrategia de diseño presentada.

Finalmente, en la Figura 9 mostramos el comportamiento de los filtros fuera de banda, en la misma gráfica. Podemos claramente apreciar cómo el rango

libre de espúreos se mejora en el primer diseño, para un valor más pequeño del parámetro (θ_c). Podemos apreciar que los dos filtros tienen un comportamiento

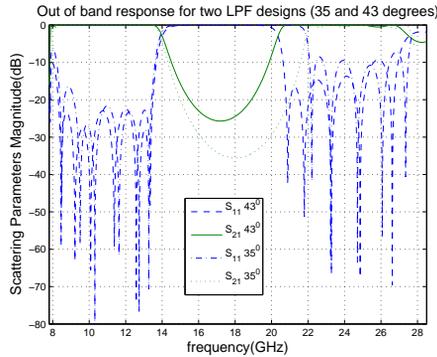


Figura 9: Comportamiento fuera de la banda de los dos filtros paso bajo diseñados. Los resultados muestran que el rango libre de espúreos puede controlarse con una elección adecuada del parámetro θ_c .

dentro de la banda similar, pero el primer filtro consigue una separación mayor del espúreo. Este resultado demuestra el control que podemos obtener sobre el rango libre de espúreos del filtro, con una selección adecuada del parámetro de diseño (θ_c).

4 Conclusiones

En este artículo hemos presentado un nuevo algoritmo para el diseño de filtros paso bajo capacitivos. La diferencia del algoritmo propuesto con respecto de otros, es que puede aplicarse a inversores de impedancia con cualquier geometría. En este trabajo hemos utilizado una herramienta desarrollada internamente en el grupo, basada en ecuación integral, para caracterizar postes capacitivos circulares. De esta forma podemos tener en cuenta todos los efectos de modos de orden superior durante el proceso de diseño del filtro. La técnica desarrollada ha servido para proponer un nuevo concepto de filtros paso bajo capacitivos, utilizando postes circulares. Se han presentado dos ejemplos de diseño, demostrando la validez de los desarrollos presentados.

Referencias

- [1] R. Levy, "Tapered corrugated waveguide low-pass filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 21, no. 8, pp. 526–532, Aug. 1973.
- [2] O. Monerris, P. Soto, S. Cogollos, V. E. Boria, J. Gil, C. Vicente, and B. Gimeno, "Accurate circuit synthesis of low-pass corrugated waveguide filters," in *EuMC, European Microwave Conference*. Paris, France: IEEE, 28-30 September 2010, pp. 1237–1240.

- [3] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour, *Microwave Filters for Communication Systems*. Wiley, 2007, pp. 379–386, SBN: 978-0-471-45022-1.
- [4] A. J. Hatch and H. B. Williams, “Multipacting modes of high frequency gaseous breakdown,” *Physical Review*, vol. 112, no. 3, pp. 681–685, 1958.
- [5] J. Vaughan, “Multipactor,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 35, no. 7, pp. 1172–1180, July 1988.
- [6] I. Arregui, S. Anza, I. Arnedo, C. Vicente, A. Lujambio, j. Gil, M. Chudzik, B. Gimeno, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, and V. E. Boria, “Multipactor prediction in novel high-power low-pass filters with wide rejection band,” in *EuMC, European Microwave Conference*, Rome, Italy, September 2009, pp. 675–678.
- [7] I. Arregui, I. Arnedo, A. Lujambio, M. Chudzik, D. Benito, R. Jost, F. J. Gortz, T. Lopetegui, and M. A. G. Laso, “A compact design of high-power spurious-free low-pass waveguide filter,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 11, pp. 595–597, November 2010.
- [8] F. Q. Pereira, V. Boria, B. Gimeno, D. C. Rebenaque, J. P. Garcia, and A. A. Melcon, “Investigation of multipaction phenomena in inductively coupled passive waveguide components for space applications,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, San Francisco, California, USA, 11-16 June 2006, pp. 246–249, no. TU4A-05.
- [9] F. D. Quesada Pereira, P. Vera Castejón, A. Alvarez Melcon, B. Gimeno Martínez, and V. E. Boria Esbert, “An efficient integral equation technique for the analysis of arbitrarily shaped capacitive waveguide circuits,” *Radio Science*, vol. 46, no. RS2017, pp. 1–11, April 2011, doi:10.1029/2010RS004458.
- [10] D. M. Pozar, *Microwave Engineering, Third Edition*. 111 River Street, Hoboken, NJ: John Wiley and Sons, Inc, 2005.
- [11] Ansoft, “HFSS 12.0,” www.ansoft.com, 2010.
- [12] Aurorasat S.L., “Full-wave electromagnetic simulation tool 3D v6.6,” <http://www.fest3d.com>, 2010.