

ESTUDIO DEL FENÓMENO DE MULTIPACTOR EN COMPONENTES PASIVOS INDUCTIVOS DE MICROONDAS PARA APLICACIONES ESPACIALES

QUESADA PEREIRA, FERNANDO DANIEL
BORIA ESBERT, VICENTE ENRIQUE
GIMENO MARTÍNEZ, BENITO
PASCUAL GARCÍA, JUAN
GÓMEZ TORNERO, JOSÉ LUIS
ÁLVAREZ MELCÓN, ALEJANDRO

UNIVERSIDAD POLITECNICA DE CARTAGENA
UNIVERSIDAD POLITECNICA DE VALENCIA
UNIVERSIDAD DE VALENCIA
UNIVERSIDAD POLITECNICA DE CARTAGENA
UNIVERSIDAD POLITECNICA DE CARTAGENA
UNIVERSIDAD POLITECNICA DE CARTAGENA

En este artículo se investiga el riesgo de multipactor en filtros inductivos de microondas en guía. Para el estudio, se ha utilizado una herramienta software basada en una formulación de ecuación integral de superficie. La precisión y la eficiencia del método empleado ha permitido por primera vez predecir el riesgo de multipactor en dispositivos en guía inductivos complejos, incluyendo filtros dieléctricos de cavidad cargados y filtros en guía evanescente acoplados con resonadores dieléctricos. El estudio revela un riesgo más alto de multipactor en filtros con un ancho de banda más estrecho. Para reducir el problema asociado a la generación de multipactor, se propone una nueva estructura de filtro inductivo. Los resultados indican que con ésta que se puede disminuir el riesgo hasta un 30\% en relación al diseño inicial.

Estudio del Fenómeno de Multipactor en Componentes Pasivos Inductivos de Microondas para Aplicaciones Espaciales

F. D. Quesada Pereira*, V. E. Boria†, B. Gimeno Martínez‡, ,

J. Pascual García*, J. L. Gómez Tornero*, Alejandro Álvarez Melcón*

*Departamento TIC, Universidad Politécnica de Cartagena, e-mail: fernando.quesada@upct.es

†Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, e-mail: vboria@com.upv.es

‡Departamento de Física Aplicada y Electromagnetismo, Universidad de Valencia, e-mail: benito.gimeno@uv.es

Abstract— This paper presents an investigation on multipactor risk in inductive waveguide microwave filters. For the investigation, a fast software tool based on an integral equation formulation is used. The accuracy and efficiency of the tool has allowed for the first time to investigate multipactor risk in complex inductive waveguide devices, including dielectric loaded cavity filters and evanescent waveguide dielectric resonators. The study reveals higher multipactor risk for narrower bandpass filters. To alleviate the problem with multipactor generation, a novel inductive filtering structure is proposed. Results demonstrate that using the new filtering concept multipactor risk can be reduced as much as 30% with regard to the initial design.

I. INTRODUCCIÓN

El interés por el estudio del fenómeno de multipactor en dispositivos de alta potencia ha crecido mucho en la última década [1]. Esto se debe al hecho de que los componentes de alta potencia pueden funcionar de forma errónea si se producen descargas debidas al multipactor durante su ciclo de vida. Este efecto es especialmente importante en el hardware diseñado para operar a bordo de satélites, ya que una descarga de multipactor puede conducir a un fallo en el transpondedor completo del satélite. Para evitar estos indeseables efectos, el hardware espacial se somete una serie de pruebas intensivas antes de ser lanzado. Generalmente esta es una tarea muy costosa, al tener que ser rediseñados y probados varios dispositivos, antes de conseguir una configuración apropiada que este libre de sufrir el fenómeno de multipactor en su modo de funcionamiento normal.

Para poder reducir el tiempo de desarrollo y el coste del hardware espacial, es necesario poder predecir el riesgo de multipactor en los dispositivos en la fase de diseño, antes de su fabricación y su prueba. Debido a este hecho, se han realizado gran cantidad de esfuerzos para el modelado y la predicción precisa del riesgo de multipactor en componentes de alta potencia de satélites. Por ejemplo, en [2] se presentó un método para el cálculo de los voltajes de pico dentro de filtros paso banda y multiplexores. No obstante, la técnica presentada es solamente aproximada, al estar basada en modelos circuitales. Recientemente, el factor de magnificación de voltaje (Voltage Magnification Factor (VMF)) ha sido introducido como una figura de mérito útil para poder mensurar el riesgo de multipactor [3]. El VMF se calcula asumiendo que los campos electromagnéticos dentro de la estructura son conocidos, y proporciona una estimación apropiada del máximo voltaje que

puede existir dentro del dispositivo bajo prueba. El uso del VMF en la predicción de multipactor favorece el interés en el desarrollo de herramientas de software específicas para el cálculo de los campos electromagnéticos dentro del hardware espacial [1], [4].

En este artículo se ha empleado una herramienta software específica para el estudio del riesgo de multipactor en filtros de microondas inductivos. Esta herramienta software se basa en una técnica de ecuación integral de superficie que permite analizar un número cualquiera de objetos inductivos dieléctricos o metálicos dentro de una guía de onda rectangular. Una vez que los campos se calculan de forma precisa empleando la nueva técnica numérica, el VMF dentro de la estructura se puede extraer de forma sencilla como en [3], [4]. Debido a la precisión y eficiencia de la herramienta empleada, se ha podido realizar por primera vez un estudio del impacto del ancho de banda y de la forma de las ventanas de acoplo en las posibilidades de manejo de potencia dentro de la guía. El análisis de los resultados lleva a deducir que el riesgo de multipactor se incrementa de forma considerable en filtros con un ancho de banda estrecho, mientras que, por otro lado, la forma de las ventanas no resulta crítica.

Por último, hay que decir que la herramienta software empleada ha permitido investigar por primera vez el riesgo de multipactor en filtros en guía inductivos cargados con dieléctricos. Se han analizado dos configuraciones diferentes que incluyen postes dieléctricos. La primera es un filtro de cavidad cargado con dieléctricos, mientras que la segunda esta formada por resonadores dieléctricos situados en una sección de guía evanescente.

Además de las importantes conclusiones extraídas del estudio llevado a cabo, se propone una nueva topología de filtro indicada para las aplicaciones donde el multipactor sea un factor crítico. La idea de la nueva topología consiste en situar dos objetos dieléctricos fuera del centro dentro de los resonadores. Los postes dieléctricos situados lejos del centro tienden a empujar el campo eléctrico fuera del área central, y por tanto se consigue una distribución de campo muy uniforme.

II. TEORÍA

Para el estudio del riesgo de multipactor se ha desarrollado un software específico, basado en una técnica de ecuación

integral de superficie. El resultado ha sido un método preciso y eficiente que permite estudiar estructuras inductivas muy complejas, las cuales contienen un número indeterminado de postes metálicos y/o dieléctricos de geometría arbitraria.

Una vez que se resuelve la ecuación integral de superficie mediante el método de los momentos, resulta relativamente sencillo calcular los campos dentro de la estructura, y en consecuencia el factor de magnificación de voltaje (*VMF*) [3], [4]. Si se asume que el ancho de la guía rectangular es a y su dimensión vertical b , el voltaje se puede definir integrando el campo eléctrico a lo largo de la altura de la guía de onda b . Para el modo fundamental $TE_{1,0}$, único que se propaga habitualmente en los diseños prácticos de filtros inductivos, resulta que el voltaje es:

$$V(z) = b E_y(x, z) \quad (1)$$

donde los ejes de referencia de la estructura se dan en Fig. 1. Asimismo, el voltaje es generalmente calculado en el punto medio del ancho de la guía de onda, ya que el máximo del campo normalmente se da en esa posición. Este voltaje se puede calcular en todos los planos a lo largo del eje longitudinal de la estructura (variando z). El máximo de todos los voltajes calculados ($V_t = V(z)|_{max}$) se emplea para definir el *VMF* como:

$$VMF(\omega) = \left| \frac{V_t(\omega)}{V_{in}(\omega)} \right| \quad (2)$$

donde V_{in} es el voltaje asociado a la excitación del modo que se propaga en la estructura, estando la dependencia explícita con la frecuencia del *VMF* representada en (2). La capacidad máxima de soportar una determinada potencia dentro del dispositivo se puede calcular usando la susceptibilidad del voltaje V_{dis} propuesta en [5]. Este límite se obtiene de las curvas de ruptura de un material específico, introduciendo un margen conversador. Para evitar el riesgo de multipactor, la potencia que puede transmitir el dispositivo debe ajustarse a este margen [4]:

$$P < \frac{V_{dis}^2}{2 Z_0} \frac{1}{(VMF)^2} \quad (3)$$

De la condición anterior se puede deducir claramente que el riesgo de multipactor crece para *VMFs* grandes, al decrecer el margen de potencia. Asimismo, es importante señalar que, según (2), el margen superior se debe verificar para todo el rango de frecuencias en que el dispositivo opera. En particular, para una estructura dada, es importante identificar las frecuencias donde el *VMF* es máximo, ya que éstas representan el riesgo más alto de generación de multipactor.

III. RESULTADOS

Se ha estudiado la influencia del ancho de banda del filtro en el riesgo de generación de multipactor. Para ello, se han diseñado dos filtros de ventanas inductivas acopladas, uno con 6% y el otro con un 3.6% de ancho de banda relativo (ver Fig. 1 para la geometría y Fig. 2 para los parámetros

de dispersión; se incluyen, asimismo, los datos evaluados con HFSS¹ como validación).

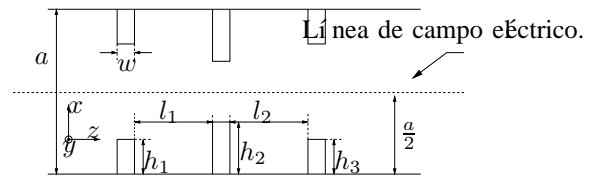


Fig. 1. Estructura general de un filtro de dos polos inductivo - (a) Filtro de banda ancha: $h_1 = h_3 = 4.775$ mm, $h_2 = 6.025$ mm, $l_1 = l_2 = 12.0$ mm - (b) Filtro de banda estrecha: $h_1 = h_3 = 5.075$ mm, $h_2 = 6.325$ mm, $l_1 = l_2 = 13.0$ mm. Dimensiones comunes para todos los filtros: $w = 2$ mm, $a = 19.05$ mm, altura $b = 9.525$ mm.

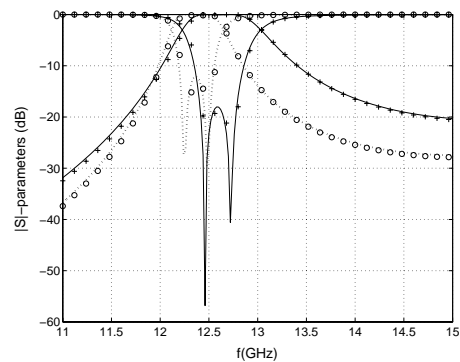


Fig. 2. Parámetros de dispersión de un filtro de banda ancha (línea gruesa) y otro de banda estrecha (línea punteada). Los parámetros calculados con HFSS se representan con cruces (banda ancha) y círculos (banda estrecha)

En ambos casos el valor máximo del voltaje se da en el centro de las cavidades resonantes y a las frecuencias donde S_{21} es -3dB. En Fig. 3 se representa la variación del *VMF* a lo largo de la línea de campo eléctrico ($x = a/2$, ver Fig. 1), como una función de la frecuencia.

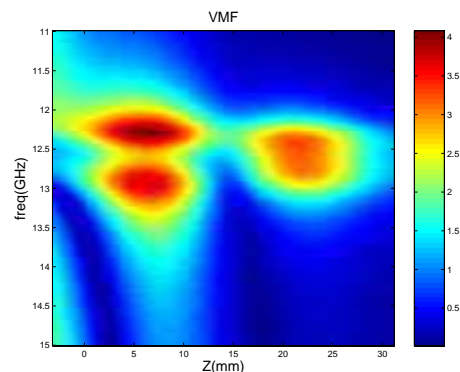


Fig. 3. Factor de Magnificación de Voltaje para el filtro de banda ancha en el plano central de la guía de onda ($x = a/2$) en función de la frecuencia.

El valor máximo valor calculado es $VMF = 4.0$ para el filtro de banda ancha y $VMF = 4.8$ para el filtro de banda estrecha. En términos de potencia, esto representa una

¹HFSS v.10.0, Ansoft Corporation, Pittsburgh, PA, 2005.

reducción del 27% en la capacidad de soportar un determinado nivel de potencia sin riesgo de multipactor del filtro de banda estrecha respecto al filtro de banda ancha. Esto se debe a la energía almacenada más alta requerida por el filtro de banda estrecha. Esta mayor energía almacenada implica intensidades de campo más grandes dentro de los resonadores, y por tanto un mayor riesgo de multipactor.

El siguiente estudio se ha realizado para estimar la influencia de la forma de las ventanas de acoplo en la generación de multipactor. Para este propósito se ha diseñado un filtro con un ancho de banda relativo del 6%, usando ventanas de acoplo redondeadas como inversores de impedancia (las dimensiones de Fig. 1 son: $h_1 = h_3 = 4.975$ mm, $h_2 = 6.225$ mm, $l_1 = l_2 = 12$ mm, $R = 1$ mm). El comportamiento de este filtro es muy similar al filtro de banda ancha previamente discutido. En particular, el máximo VMF se encuentra exactamente en la mismas posiciones que antes (Fig. 3). Asimismo, las simulaciones revelan un $VMF = 4.0$, el cual es el mismo valor que el calculado para el filtro original. Como confirmación de estos resultados, se ha diseñado un filtro similar con un ancho de banda relativo del 6%, empleando en este caso ventanas de acoplo de forma triangular (las dimensiones de Fig. 1 son: $h_1 = h_3 = 5.75$ mm, $h_2 = 7.1$ mm, $l_1 = l_2 = 11.75$ mm). De nuevo, el comportamiento en relación al riesgo de multipactor no cambia de forma significativa. En concreto, para esta estructura se ha obtenido un $VMF = 4.2$. Este valor representa un incremento muy pequeño respecto al filtro original. Examinando la distribución de campo, se puede concluir que la forma de las ventanas de acoplo, no es un factor crítico de cara a la generación de multipactor, al situarse éstas en zonas donde existe un nivel de campo bajo. Este hecho se puede apreciar en Fig. 4, donde se representa el patrón de distribución del campo eléctrico dentro de la estructura a la frecuencia del máximo VMF ($f = 12.28$ GHz).

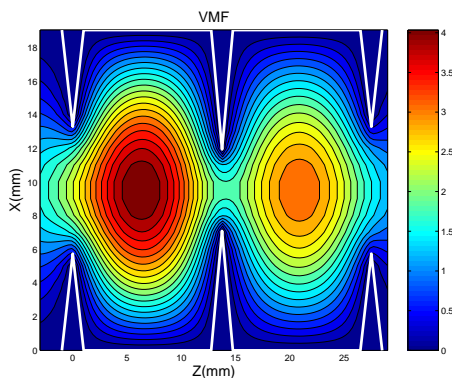


Fig. 4. Distribución de campo eléctrico en el filtro con ventanas de acoplo triangulares, a la frecuencia del máximo VMF ($f = 12.28$ GHz).

Tal y como se dijo previamente, la herramienta software desarrollada también es capaz de tratar cuerpos dieléctricos dentro de la guía de ondas. Por lo que se ha estudiado el riesgo de multipactor en filtro formado por cavidades cargadas con dieléctricos (las dimensiones de Fig. 1 son: $h_1 = h_3 = 5.075$ mm, $h_2 = 6.925$ mm, $l_1 = l_2 = 6.0$ mm, el radio de los

postes dieléctricos $R = 1.5$ mm, $\epsilon_r = 6$, los postes se sitúan en el centro de las cavidades). El filtro posee, una vez más, un ancho de banda relativo del 6%, y un $VMF = 4.0$. Este valor es exactamente el mismo que en el filtro de banda ancha original sin cargar. Este resultado es importante, ya que indica que se puede reducir el tamaño de los resonadores, cargando éstos con dieléctricos, sin incrementar el riesgo de multipactor. El interés del resultado puede tener un impacto importante en aplicaciones para satélite. Aunque el campo experimente niveles altos dentro de los dieléctricos, el máximo voltaje que puede provocar multipactor se debe medir en el contorno del poste dieléctrico. Esto se debe a que los electrones no pueden moverse libremente dentro de un cuerpo dieléctrico sólido.

Otra estructura útil para aplicaciones por satélite está basada en resonadores dieléctricos situados en un tramo de guía evanescente, tal y como se ilustra en Fig. 5.

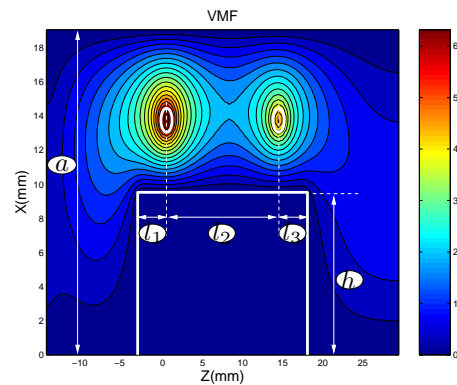


Fig. 5. Filtro no simétrico basado en resonadores dieléctricos situados en un tramo de guía evanescente. Las dimensiones son: $h = 9.525$ mm, $l_1 = l_3 = 3.6$ mm, $l_2 = 14$ mm, el radio de los resonadores es $R = 0.7$ mm, $\epsilon_r = 18$, $a = 19.05$ mm.

En este caso el objetivo de diseño ha sido un ancho de banda relativo del 3.6%, como en el filtro original de banda estrecha. Una vez más, para esta configuración el VMF no crece drásticamente en relación al filtro original basado en resonadores de cavidad. En particular, se ha evaluado un $VMF = 5$, lo cual representa solo un pequeño incremento del 6%.

De este estudio se puede concluir que un factor limitador desde el punto de vista de la capacidad de manejar potencia es el ancho de banda del filtro. Para filtros de banda estrecha se debe de prestar un cuidado especial para no sobrepasar el umbral de potencia de la estructura que pueda provocar multipactor. Para poder incrementar los niveles de potencia admisibles por filtros inductivos de microondas en guía, se propone una nueva estructura, la cual consigue reducir de forma considerable el riesgo de padecer multipactor para un mismo nivel de potencia.

Se ha podido apreciar en todas las estructuras estudiadas hasta el momento que el máximo nivel de voltaje (1) se da en las zonas centrales de los resonadores (por ejemplo, ver Fig. 4). La idea que se ha tenido consiste en situar dos postes dieléctricos en una posición desplazada respecto al plano

principal de la guía. Estos dos cuerpos dieléctricos tienden a concentrar el campo en su interior, por lo tanto, realizan la función de reducir el nivel de los campos en la zona central. El resultado es un campo más uniformemente distribuido dentro de cada resonador, y por tanto una reducción del máximo VMF en la estructura.

Para comprobar la validez de esta propuesta, se ha estudiado en primer lugar un filtro con dos objetos dieléctricos de forma circular situados fuera del plano central. En este ejemplo, el ancho de banda se ha escogido igual al del filtro de banda estrecha original (ancho de banda relativo del 3.6%, las dimensiones de Fig. 1 son: $h_1 = h_3 = 4.5$ mm, $h_2 = 5.905$ mm, $l_1 = l_2 = 6$ mm, el radio de los postes dieléctricos es $R = 1.5$ mm, $\epsilon_r = 10$, los postes se sitúan en el plano central de la longitud de cada cavidad, con 3 mm de distancia desde las paredes de la guía). Debido al efecto de atracción del campo introducido por los postes dieléctricos añadidos, el máximo del campo no se encuentra en el eje central de la cavidad ($x = a/2$). En cambio, el máximo se ha desplazado hacia los postes dieléctricos unos 5mm. Los datos estiman un $VMF = 3.5$, el cual representa una importante reducción en el riesgo de multipactor de un 25% en relación al filtro original de banda estrecha. En la figura Fig. 6 se representa la distribución de campo dentro del filtro a la frecuencia del máximo VMF , pudiéndose apreciar una distribución de campo más uniforme como resultado de la presencia de los postes dieléctricos, con la consecuente reducción del riesgo de multipactor.

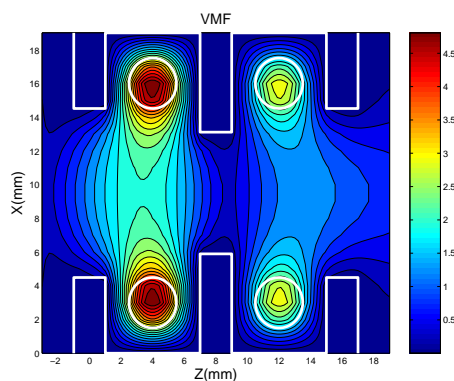


Fig. 6. Distribución de campo para el filtro de cavidad con postes circulares dieléctricos alejados del centro, pudiéndose apreciar el efecto de atracción del campo ejercido por éstos.

Se puede lograr una mejora aún mayor, adaptando de forma progresiva el efecto de atracción de la distribución de los campos ejercido por los postes dieléctricos. Esto se puede hacer, por ejemplo, con postes dieléctricos de forma triangular. En este caso uno de los vértices del triángulo se sitúa cerca del eje central de los resonadores, reduciendo de este modo la perturbación del alto nivel de campo presente en dicha zona. De esta forma se consigue un mayor efecto uniformador del campo, tal y como se aprecia en Fig. 7.

Esta segunda configuración se ha diseñado con un ancho de banda relativo igual al de filtro de banda ancha original (ancho

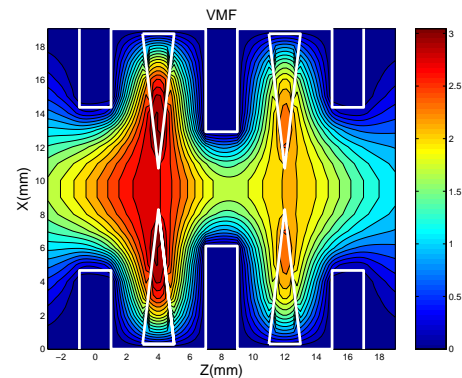


Fig. 7. Distribución de campo para el filtro de cavidad con postes dieléctricos triangulares situados en los lados, pudiéndose apreciar una distribución de campo más uniforme.

de banda relativo del 6%, dimensiones del figura Fig. 1 son: $h_1 = h_3 = 4.675$ mm, $h_2 = 6.125$ mm, $l_1 = l_2 = 6.0$ mm, $\epsilon_r = 11$, base de los triángulos 2 mm, altura de los triángulos 8.0 mm, los dieléctricos se sitúan en el centro de cada cavidad con la base sobre las paredes de la guía). Debido a la atracción más suave de los campos, el máximo es ahora $VMF = 2.8$, representando un reducción del riesgo de multipactor del 30% con respecto al filtro de cavidad original.

IV. CONCLUSIONES

En este artículo se ha investigado extensamente el riesgo de multipactor en filtros inductivos de microondas en guía. El estudio se ha llevado a cabo empleando un software dedicado basado en la resolución de una ecuación integral de superficie. Se han extraído conclusiones interesantes de los análisis realizados. En particular, se ha podido identificar que el factor crítico asociado al riesgo de multipactor es el ancho de banda del filtro. Finalmente, se ha propuesto una nueva estructura basada en postes dieléctricos situados fuera del plano principal de la guía. Las simulaciones realizadas demuestran que se puede reducir el riesgo de multipactor un 30% si se emplea la nueva configuración, en relación a los diseños tradicionales.

REFERENCIAS

- [1] C. Vicente, M. Mattes, D. Wolk, H. Hartnagel, J. Mosig, and D. Raboso, "Multipactor breakdown prediction in rectangular waveguide based components," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, (Long Beach), IEEE, 12-17, June 2005.
- [2] A. Sivadas, M. Yu, and R. Cameron, "A simplified analysis for high power microwave bandpass filter structures," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, (Boston), IEEE, 11-16, June 2000.
- [3] M. Ludovico, L. Accatino, and M. Mongiardo, "CAD of multipactor-free waveguide components for communication satellites," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, (Seattle, USA), IEEE, 2-7, June 2002.
- [4] H. Esteban, J. Morro, V. Boria, C. Bachiller, B. Gimeno, and L. Conde, "Hybrid full-wave simulator for the multipaction modelling of low-cost H-plane filters," (Noordwijk, The Netherlands), ESA/ESTEC, 8-11, September 2003.
- [5] A. Woode and J. Petit, "Diagnostic investigation into the multipactor effect, susceptibility zone measurements and parameters affecting a discharge," tech. rep., ESA/ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, November 1989. ESTEC Working Paper, No. 1556.

DISEÑO DE FILTROS INDUCTIVOS CON POSTES DIELECTRICOS

LÓPEZ CASTEÑO, JOAQUÍN

ÁLVAREZ MELCÓN, ALEJANDRO

QUESADA PEREIRA, FERNANDO DANIEL

GÓMEZ TORNERO, JOSÉ LUIS

UNIVERSIDAD POLITECNICA DE CARTEGENA

UNIVERSIDAD POLITECNICA DE CARTEGENA

UNIVERSIDAD POLITECNICA DE CARTEGENA

UNIVERSIDAD POLITECNICA DE CARTEGENA

Este artículo presenta una nueva técnica para el diseño eficiente y rápido de filtros de Chebyshev paso banda. El método se basa en un procedimiento gráfico, el cual de forma sistemática sirve para dimensionar las diferentes partes del filtro. En primer lugar, se obtienen unas curvas de contorno que relacionan los factores de calidad externos, los acoplamientos entre resonadores y las frecuencias de resonancia. Mediante las curvas de contorno se puede calcular fácilmente el tamaño de las ventanas de acoplo y las longitudes de los resonadores. Finalmente, se presenta como resultado el diseño de un filtro de cuatro polos, el cual sirve para poner de manifiesto la precisión y utilidad del método propuesto.

DISEÑO DE FILTROS INDUCTIVOS CON POSTES DIELECTRICOS

Joaquín Lopez Castaño, A. Alvarez Melcón, F. Quesada Pereira,
J.L.Gómez Tornero
Departamento de Tecnologías de la Información y las
Comunicaciones
Universidad Politécnica de Cartagena, 30202 Cartagena, España
e-mail : joaquinlopez@gmail.com

Abstract – This paper presents a new technique for the rapid and effective design of Chebyshev bandpass filters. The technique is based on a graphical procedure, which systematically leads to the dimensioning of the different parts of the filter. First a contour curves relating external quality factors, inter-resonator couplings and resonant frequencies are obtained. Using the contour curves, coupling windows and resonator lengths are easily calculated. Results are presented for the design of a four poles filter, showing the accuracy and usefulness of the proposed technique.

I. INTRODUCCIÓN

La síntesis y diseño de filtros de microondas es un tema muy importante debido al extendido uso de estos componentes en todos los sistemas de comunicaciones modernos. Durante las últimas décadas se ha producido un importante esfuerzo por parte de la comunidad científica en desarrollar nuevas técnicas de síntesis de funciones de transferencia, y de técnicas de diseño de filtros de microondas. Precisamente, la rápida producción en masa de filtros para los sistemas de comunicaciones modernos, requiere mejorar estos dos aspectos fundamentales dentro de su ciclo de desarrollo. Por un lado hay que mejorar las técnicas de síntesis de funciones de transferencia, con el fin de poder utilizar respuestas cada vez más complejas (situación de ceros de transmisión, aumento de la selectividad, etc.) [1]. Una vez que la función de transferencia ha sido sintetizada, es preciso realizar el diseño final del filtro con alguna topología adecuada (resonadores, inversores de impedancias). Esta última etapa suele ser compleja y costosa, ya que requiere encontrar las dimensiones finales de la estructura del filtro, que es capaz de comportarse eléctricamente según la respuesta deseada. Precisamente, este trabajo realiza una contribución novedosa en esta segunda fase del ciclo de producción de filtros.

En este artículo se presenta un nuevo método de diseño gráfico para filtros de microondas. La técnica permite de una forma sencilla y rápida el dimensionamiento de las distintas partes del filtro, para satisfacer una determinada respuesta deseada de Chebyshev. La técnica comienza con el análisis de un único resonador, del cual podemos obtener el factor de calidad externo Q_{external} [2]. Una vez obtenido este parámetro se pasa al análisis de dos resonadores acoplados. Del análisis de dos resonadores acoplados se pueden extraer los coeficientes de acoplamiento entre resonadores (k) [3]. La extracción de estos parámetros se hará en función de los parámetros geométricos del filtro (ventanas de acoplo y longitudes de los resonadores). La idea novedosa de la técnica consiste en producir unas únicas

curvas de nivel que relacionan longitudes de resonadores y ventanas de acoplos, con factores de calidad externos, factores de acoplo, y frecuencias de resonancia. El uso de estas novedosas curvas de nivel permite encontrar de una forma directa y simple las dimensiones del filtro, que satisfacen unas determinadas características deseadas de Chebyshev.

En este documento el diseño se aplica a filtros inductivos en guía rectangular con postes dieléctricos, según se muestra en la Fig.1, aunque la técnica gráfica de diseño puede emplearse de la misma manera para cualquier otra topología de filtro.

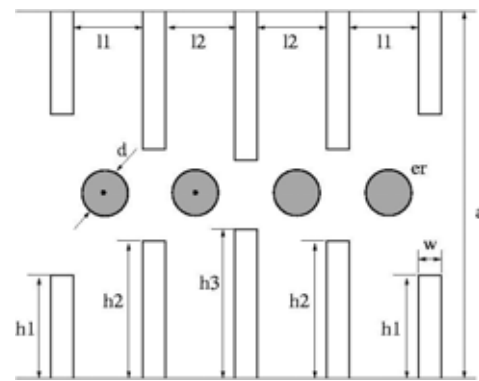


Fig1: Estructura del filtro diseñado.

II. TEORÍA

El nuevo procedimiento gráfico de diseño consiste en dos etapas bien diferenciadas. En la primera etapa debemos obtener las novedosas curvas de nivel, a partir del análisis de un resonador y de dos resonadores acoplados. En la segunda etapa utilizaremos la información proporcionada por estas curvas de nivel para realizar el diseño final del filtro.

Para el cálculo de las novedosas curvas de nivel nos hemos servido del programa de análisis HFSS, debido a su precisión y versatilidad [4]. Usando este programa es posible realizar barridos en frecuencia de forma paramétrica para cada una de las dimensiones del filtro (ventanas de acoplo h_i y longitudes de los resonadores l_i , ver Fig.1). El cálculo de los parámetros relevantes del filtro (Q_{external} , k) se obtiene procesando los datos obtenidos con HFSS. Para este procesamiento posterior se ha utilizado Matlab, debido a su gran utilidad tanto para el tratamiento matricial de datos en múltiples dimensiones, como para realizar procesos de interpolación (técnicas que deberemos utilizar en la implementación de la técnica de diseño propuesta). En las

siguientes subsecciones describiremos el procedimiento seguido para obtener las curvas de nivel a partir de un resonador y a partir de dos resonadores acoplados. Finalmente describiremos cómo realizar de forma sistemática y simple el diseño de filtros de Chebyshev a partir de las curvas de nivel generadas.

A. Datos obtenidos con un único resonador:

En primer lugar procedemos a realizar las pruebas con un único resonador, cargado tanto a la entrada como a la salida. En lo que respecta al cálculo de $Q_{external}$, lo podemos definir a partir del factor de calidad a la entrada $(Q_e)_1$ cuando el circuito es cargado únicamente por la izquierda (la carga de la derecha es eliminada y sustituida por un corto-circuito). De la misma forma definiremos $(Q_e)_2$ como el factor de calidad cuando el circuito es cargado únicamente por la derecha. En nuestro caso por simetría podemos establecer $(Q_e)_1 = (Q_e)_2$.

Por otro lado el factor de calidad no cargado ($Q_{unloaded}$), es el factor de calidad cuando ambas cargas son eliminadas, y las únicas cargas resistivas son las debidas a las pérdidas internas de los resonadores. En nuestro caso no consideramos pérdidas de los resonadores por lo que: $Q_u = \infty$.

Finalmente, podemos definir el factor de calidad cargado $Q_{loaded} = Q_L$, tanto a su entrada como a su salida, de la siguiente forma[2]:

$$Q_L = \frac{1}{\frac{1}{(Q_e)_1} + \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{(Q_e)_2}} = \frac{1}{2 \frac{1}{(Q_e)_1} + \frac{1}{Q_u}} = \frac{(Q_e)_1}{2} = \frac{f_o}{(\Delta f)_{3dB}} \Rightarrow Q_e = Q_{external} = 2 \frac{f_o}{(\Delta f)_{3dB}}$$

donde $(\Delta f)_{3dB}$ es el ancho a tres decibelios del S_{21} del resonador, y f_o es su frecuencia de resonancia.

Una vez obtenidos los resultados eléctricos con HFSS del resonador aislado, procedemos al post-proceso de estos datos. Mediante Matlab hallamos el $Q_{external}$ para cada par de valores h_1 y l_1 , obteniendo así dos matrices de dos dimensiones cada una. La primera matriz da la frecuencia de resonancia (f_o) y la segunda el factor $Q_{external}$ en función de dichos parámetros geométricos. En la Fig.2 podemos apreciar las curvas de nivel obtenidas con un único resonador. Los trazos continuos en negro representan curvas de frecuencia de resonancia constante (f_o), mientras que los trazos discontinuos blancos representan curvas de factor de calidad ($Q_{external}$) constantes. De la gráfica vemos que si nos desplazamos por una curva de f_o constante (línea roja en la Fig.2), podemos obtener valores de $Q_{external}$ desde 10 hasta por encima de 300. Estos valores de $Q_{external}$ resultan prácticos, y servirán para fijar la ventana exterior del filtro final.

B. Datos obtenidos con dos resonadores acoplados:

El siguiente paso es realizar las simulaciones con dos resonadores acoplados. En este caso las variables “en juego” son tres (las dimensiones de las ventanas h_1 , h_2 y las longitudes de los dos resonadores, l). Realizando un barrido paramétrico en estas tres dimensiones, almacenaremos la información en una estructura de datos en tres dimensiones (3D).

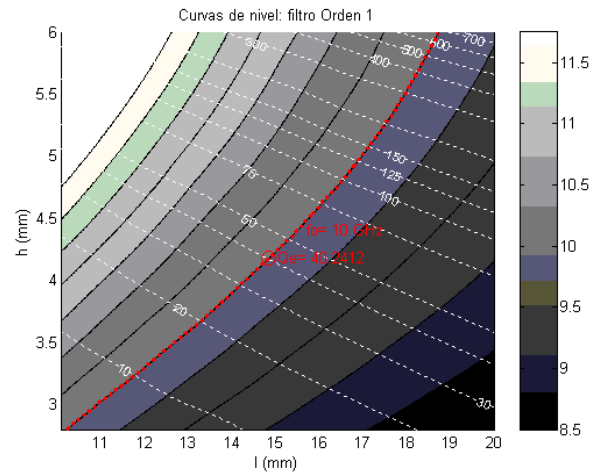


Fig2: Curvas de nivel para un único resonador.

Como ahora tenemos dos resonadores acoplados, debemos calcular el coeficiente de acoplo (k) entre los dos resonadores, el cual se puede obtener de la siguiente expresión [2]:

$$L_A = (S_{21})_{dB} = 10 \log_{10} \left(1 - 10^{(S_{11})_{dB}/20} \right)$$

$$(L_A)_o = L_A(f_o) = 20 \log_{10} \left[\frac{\left(1 + \frac{Q_e}{Q_u} \right)^2}{2 k Q_e} + \frac{k Q_e}{2} \right]$$

$$10^{(L_A)_o/20} = \frac{1}{2 k Q_e} + \frac{k Q_e}{2} \Rightarrow$$

$$Q_e^2 k^2 - 2 Q_e 10^{(L_A)_o/20} k + 1 = 0$$

Como vemos de esta última expresión, obtenemos una ecuación de segundo grado de donde podemos calcular el factor de acoplo para cada valor de $Q_{external}$. Es importante destacar que esta formulación nos permite medir el valor de los acoplos (k) entre resonadores para diferentes niveles de acoplamiento (tanto en la región *Overcoupled* como en la región *Undercoupled*) [2].

Para realizar las simulaciones es muy importante tener en cuenta que la ventana interior (h_2) siempre tiene que ser mayor que la ventana exterior (h_1). De no ser así, la respuesta estará demasiado sobreacoplada, y no será de utilidad en el diseño posterior (que requiere niveles de acoplamiento mucho mas bajos). Por esto mismo también nos interesa tener en cuenta la solución *Undercoupled*, ya que a la hora de diseñar un filtro con varios resonadores se van a necesitar acoplos bajos. Esto ocurrirá cuando se quiera realizar diseños con rizados relativamente bajos, y con anchos de banda pequeños. Este comportamiento hace que sea necesario diseñar una estrategia de muestreo adecuada, con el fin de obtener un espacio relevante de factores de acoplo. La estrategia diseñada consiste en utilizar la relación ($h_2 > h_1$), definiendo una variable n que implementa un incremento positivo de h_2 respecto de h_1 :

$$h_2 = h_1 + \Delta h ; \text{ Donde : } n = \Delta h$$

Posteriormente se varía h_1 y n , de forma que en un plano de dimensiones h_2 frente h_1 se van a obtener rectas de pendiente la unidad, y con diferentes puntos de corte de la recta con el eje de ordenadas (fijados por el valor de n). Siguiendo esta estrategia nos aseguramos que los valores muestreados van a estar dentro de la zona de interés. De la estructura total de datos del cubo 3D, en la Fig.3 presentamos un corte de un plano para un valor fijo de h_1 , en el que se representan las curvas de nivel de f_0 y k frente a los valores de l y n .

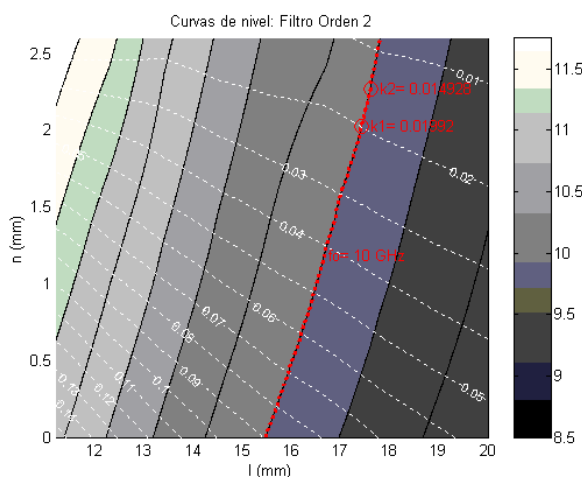


Fig3: Curvas de nivel para dos resonadores acoplados.

En este caso, las líneas negras continuas representan curvas de nivel de f_0 constante, mientras que las líneas blancas discontinuas presentan curvas de acoplamiento k constante. Si recorremos una línea de f_0 constante (línea roja en la Fig.3), vemos que podemos barrer valores de acoplamiento desde $k=0.14$ hasta valores tan bajos como $k=0.01$. Estos valores de acoplamiento permitirán el diseño de funciones de transferencia prácticas, como veremos a continuación.

C. Aplicación al diseño de filtros:

A la hora de realizar el diseño de un filtro paso banda con múltiples resonadores, obtenemos primeramente los parámetros f_0 , $Q_{external}$ y $k_{i,i+1}$ a partir del prototipo paso bajo de Chebyshev ($g_0, g_1 \dots g_{n+1}$) [2]:

$$Q_e = Q_{external} = \frac{g_0 g_1 w_1'}{w}; \quad w_1' = 1$$

$$k_{i,i+1}|_{i=1, m-1} = \frac{w}{w_1' \sqrt{g_i g_{i+1}}}; \quad w = \frac{f_2 - f_1}{f_0}$$

donde m es el orden del filtro. Una vez obtenidos los parámetros característicos del filtro a diseñar, debemos realizar una búsqueda en las curvas de nivel construidas en la etapa anterior.

Primero se realiza una búsqueda en las curvas de un único resonador, buscando los valores de diseño para f_0 y $Q_{external}$. De esta forma vamos a obtener un valor de h_1 y de la longitud del resonador. El que realmente nos interesa por el momento es el valor de h_1 , que es el que nos va a determinar el valor de la ventana exterior del filtro, que implementa el $Q_{external}$ deseado a la frecuencia de resonancia de diseño f_0 . Podemos apreciar en la

Fig.2 como el valor de $Q_{external}$ de nuestro diseño de 40.2412 queda marcado con un pequeño círculo rojo en la curva de f_0 constante igual a 10 GHz.

El segundo paso es obtener las curvas de nivel para los dos resonadores acoplados, a partir de un corte del cubo en 3D. El corte se realiza tomando el dato de h_1 obtenido anteriormente. El resultado de este proceso son las curvas de nivel de f_0 y k para h_1 constante, mostradas en la Fig.3. En esa gráfica seguimos la curva que contiene la frecuencia de resonancia de diseño (f_0 constante para resonadores sincrónicos), hasta obtener los valores correspondientes de acoplamiento ($k_{i,i+1}$). En la Fig.3 se muestra cómo para una curva de f_0 constante (10 GHz), los valores de acoplamiento buscados quedan marcados con un pequeño círculo rojo en $k_{1,2}=k_{3,4}=0.01992$ y $k_{2,3}=0.014928$.

Hasta ahora hemos obtenido los valores de todas las ventanas de acoplamiento del filtro (h_i). Ahora nos queda por determinar las longitudes de los resonadores para que todos resuenen a la misma frecuencia de resonancia de diseño (f_0). Las longitudes l_i hasta ahora obtenidas se corresponden con las longitudes de dos resonadores acoplados con h_1 como ventana exterior. Para obtener las longitudes de cada par de resonadores simétricos en el filtro final, es necesario establecer una relación entre dichas longitudes conocidas, y las longitudes finales de diseño L_i . Para ello deberemos calcular la longitud que descuenta cada ventana de acoplamiento (Δh (actuando como inversor de impedancia), dentro de la longitud base de cada resonador (que llamamos l_b). Después de realizar varias manipulaciones simples, obtenemos las siguientes relaciones:

$$l_i = l_b + \Delta h_l + \Delta h_i; \quad L_i = l_b + \Delta h_i + \Delta h_{i+1}$$

$$L_i = l_{i+1} + l_i - l_l$$

La última expresión nos permite calcular la longitud L_i del resonador (i), a partir de las longitudes l_i extraídas de las curvas de nivel.

III. RESULTADOS Y CONCLUSIONES

En la sección anterior se han presentado una serie de ecuaciones y curvas de nivel, que permitirán el diseño rápido y directo de filtros centrados en una banda de frecuencias entre 9 GHz y 12 GHz. Para comprobar la efectividad del método de diseño propuesto, vamos a describir las etapas de diseño de un filtro de orden cuatro, con las características eléctricas mostradas en la Tabla1.

Frecuencia Central	10 GHz
Ancho de Banda	200 MHz
Ripple	0.02

Tabla1: Características del filtro de orden 4 a diseñar.

En primer lugar procedemos a sintetizar el factor de calidad externo a la frecuencia de diseño (10 GHz), utilizando un solo resonador. A través de las curvas de nivel de la Fig.2 obtenemos las dimensiones mostradas en la Tabla2:

Un resonador	
Parámetro	Valor

h_1	4.1714 mm
l_1	14.8240 mm

Tabla2: Dimensiones del primer resonador diseñado.

En la *Tabla3* mostramos los valores de diseño de frecuencia de resonancia (f_0) y $Q_{external}$, y los obtenidos tras analizar el resonador diseñado.

Parámetro	Diseño	Medida	Error relativo
f_0	10GHz	10.002GHz	0.02 %
Q_e	40.2504	39.9281	-0.8007 %

Tabla3: Valores sintetizados y medidos tras el análisis del resonador.

Como puede apreciarse existe un pequeño error entre los parámetros diseñados con las curvas de nivel, y los obtenidos tras el análisis del resonador. El pequeño error introducido es debido a la interpolación utilizada durante la construcción de las curvas de nivel.

La siguiente etapa consiste en sintetizar los factores de acoplo (k) entre los resonadores internos del filtro. Para el filtro de orden cuatro tendremos dos acoplos internos diferentes ($k_{1,2}$ y $k_{2,3}$). Utilizando las curvas de diseño de la *Fig.3* obtenemos las dimensiones que implementan estos factores de acoplo, a la frecuencia de resonancia de diseño (10 GHz). Las dimensiones obtenidas de las curvas de nivel se muestran en la *Tabla 4* para cada acoplo.

Dos resonadores			
Primer acoplo $k_{1,2}$		Segundo acoplo $k_{2,3}$	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
h_1	4.1714 mm	h_1	4.1714 mm
l_1	17.4244 mm	l_2	17.6025 mm
h_2	6.2080 mm	h_3	6.4500 mm

Tabla4: Dimensiones de los resonadores acoplados, que sintetizan cada coeficiente de acoplo interno.

En la *Tabla5* presentamos los valores de diseño para (f_0) y para los acoplos internos. Estos valores los comparamos en la misma tabla con los obtenidos tras un análisis de los resonadores acoplados diseñados.

Parámetro	Diseño	Medida	Error relativo
Primer acoplo $k_{1,2}$			
f_0	10 GHz	10.002GHz	0.02 %
$k_{1,2}$	0.0199	0.0193	-3.0151 %
Segundo acoplo $k_{2,3}$			
f_0	10 GHz	9.75 GHz	-2.5 %
$k_{2,3}$	0.0149	0.0149	0 %

Tabla5: Valores sintetizados y medidos tras el análisis de los resonadores acoplados.

Una vez más podemos apreciar un pequeño error debido a la interpolación de los datos.

Finalmente, ahora ya podemos juntar todos estos resultados para realizar el diseño final del filtro de orden cuatro. Utilizando las ecuaciones de la sección anterior, obtenemos las dimensiones recogidas en la *Tabla6* (segunda columna).

Filtro de orden 4			
Parámetro	Diseño (mm)	Sintonizado (mm)	Error Relativo

h_1	4.1714	4.1714	0 %
h_2	6.2080	6.178	-0.4832 %
h_3	6.4500	6.4524	0.0372 %
L_1	17.4244	17.300	-0.7139 %
L_2	19.5641	19.445	-0.6088 %

Tabla6: Dimensiones obtenidas a través del proceso de diseño, y después de sintonizar el filtro.

Los resultados del filtro diseñado se muestran en línea continua en la *Fig.4*. Como vemos, la respuesta del filtro está muy cerca de las especificaciones de diseño. Tras un proceso de sintonía, se obtienen las dimensiones mostradas en la tercera columna de la *Tabla6*. La respuesta del filtro sintonizado se presenta con línea de puntos en la *Fig.4*, mostrando un coeficiente de reflexión mejor de -20 dB en toda la banda, así como un rizado casi constante. Como podemos observar en la *Tabla6*, los errores relativos obtenidos en las dimensiones iniciales, respecto a las finales tras el proceso de sintonía, están siempre por debajo del 1%. Estos resultados muestran la alta precisión de la técnica de diseño desarrollada, para la producción de filtros prácticos.

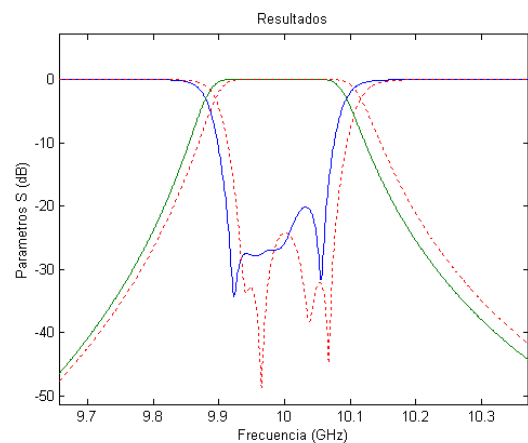


Fig4: Respuesta obtenida con el diseño directo (línea continua) frente a la respuesta obtenida después del proceso de sintonía (línea de puntos).

AGRADECIMIENTOS

El autor quiere mostrar su agradecimiento al Departamento de Tecnologías de la información y las Comunicaciones de la UPCT. Se agradece el apoyo del Ministerio de Educación y Ciencia a través del proyecto TEC2004-04313-C02-02/TCM.

REFERENCIAS

- [1] Richard J. Cameron, "Advanced Coupling Matrix Synthesis Techniques for Microwave Filters", IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, No. 1, January 2003.
- [2] G.L.Matthaei L.Young E.M.T.Jones, "Microwave Filters Impedance-matching Networks and Coupling Structures", Artech House.
- [3] A.E. Atia, A.E. Williams and R.W. Newcomb, "Narrow Band Multiple Coupled Cavity Synthesis", IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. 21, No. 5, September 1974, pp. 649-655.
- [4] Agilent High-Frequency Structure Simulator "Getting Started, y Guía de usuario de HFSS V.9.0", 2000.

FILTRO PASO BAJO PARA ALTA POTENCIA EN BANDA KU CON ESPURIOS SUPRIMIDOS

ARNEDO, ISRAEL
 ARREGUI, IVAN
 GIL, JAVIER
 ORTIZ, NOELIA
 LOPETEGUI, TMA
 GÓMEZ LASO, MIGUEL ÁNGEL
 THUMM, MANFRED
 SOROLLA AYZA, MARIO
 SCHMITT, DIETMAR
 GUGLIELMI, MARCO

UNIVERSIDAD PUBLICA DE NAVARRA
 UNIVERSIDAD PUBLICA DE NAVARRA
 UNIVERSIDAD PUBLICA DE NAVARRA
 UNIVERSIDAD PUBLICA DE NAVARRA
 UNIVERSIDAD PUBLICA DE NAVARRA
 UNIVERSIDAD PUBLICA DE NAVARRA
 UNIVERSITY KARLSRUHE
 UNIVERSIDAD PUBLICA DE NAVARRA
 EUROPEAN SPACE AGENCY, ESA-ESTEC
 EUROPEAN SPACE AGENCY, ESA-ESTEC

Las comunicaciones por satélite modernas presentan altas potencias en el multiplexor de salida (OMUX) debido a la combinación de canales. Cada vez son más los canales utilizados, llegando a combinar el OMUX más de 18 canales, con una potencia típica entre 150 y 250W por canal en la banda Ku. Para eliminar los espurios es necesario utilizar filtros paso bajo, los cuales, debido a los exigentes requerimientos que obligan a rechazar hasta el tercer armónico, presentan gaps mínimos pequeños. Lo que implica que, actualmente, cada canal deba llevar un filtro paso bajo individual. Para evitar el peso y volumen de todos estos filtros individuales, es necesario un filtro común de alta potencia. Así pues, es de suponer que en el futuro se necesite un filtro paso bajo común, que refleje hasta el tercer armónico, y con un gap lo suficientemente grande como para permitir el paso de toda la potencia combinada en el OMUX. Esto significa, que una de las dificultades que presenta la tecnología actual (filtros corrugados, filtros waffle-iron y filtros sobre guía ridge) para operar a niveles de potencia mayores es debida al pequeño gap metálico utilizado en los dispositivos con el objetivo de rechazar armónicos de alto orden y modos espurios. El objetivo que se planteó fue comprobar si era posible aumentar significativamente el gap mínimo de los filtros manteniendo un buen nivel de rechazo de los espurios superiores. Esto se ha conseguido utilizando técnicas de optimización basadas en conceptos de reflectores Bragg. El diseño elimina las bandas espurias hasta aproximadamente 40 GHz. Se ha fabricado un prototipo usando la técnica de electroforming con el objetivo de garantizar unas buenas tolerancias en el proceso de fabricación. Las pruebas realizadas a baja potencia son muy prometedoras en cuanto a la posibilidad de utilizar este tipo de diseño en futuras comunicaciones por satélite de alta potencia previniendo el efecto multipactor.

FILTRO PASO BAJO PARA ALTA POTENCIA EN BANDA KU CON ESPURIOS SUPRIMIDOS

I. Arnedo[§], I. Arregui[§], J. Gil[§], N. Ortiz[§], T. Lopetegui[§], M.A.G. Laso[§], M. Thumm^Φ, M. Sorolla[§], D. Schmitt[‡], y M. Guglielmi[‡]

[§]Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Universidad Pública de Navarra, Campus Arrosadía, E-31006 Pamplona, España

^Φ Institute for Pulsed Power and Microwave Technology, FZK and University Karlsruhe, D-76344 Germany

[‡] European Space Agency, ESA-ESTEC, 2200 AG Noordwijk ZH, The Netherlands

israel.arnedo@unavarra.es

Abstract — By using optimized Bragg reflection concepts, it has been possible to design a Ku-band high power low pass filter with spurious band suppression up to 40 GHz. The new prototype consists of an E-plane corrugated low pass filter cascaded with a periodic structure optimized to reject the out of band spurious signals. An interesting feature of this structure is that it does not impose limitations on the gap aperture of the original E-plane corrugated filter allowing high power operation. Experimental results confirm the potential of this new design as a possible candidate for future satellite communications output multiplexer low pass filters.

I. INTRODUCCIÓN

Las comunicaciones por satélite modernas presentan altas potencias en el multiplexor de salida (OMUX) debido a la combinación de canales. Cada vez son más los canales utilizados, llegando a combinar el OMUX más de 18 canales, con una potencia típica entre 150 y 250W por canal en la banda Ku. Además, es previsible, que tanto el número de canales como la potencia de los mismos sean incrementados en el futuro.

Para eliminar los espurios es necesario utilizar filtros paso bajo, los cuales, debido a los exigentes requerimientos que obligan a rechazar hasta el tercer armónico, presentan gaps mínimos pequeños. Lo que implica que, actualmente, cada canal deba llevar un filtro paso bajo individual. Para evitar el peso y volumen de todos estos filtros individuales, es necesario un filtro común de alta potencia. A este filtro se le denomina filtro pasivo de intermodulación ya que disminuye el nivel de los productos de intermodulación pasiva (PIMP).

Así pues, es de suponer que en el futuro se necesite un filtro paso bajo común, que refleje hasta el tercer armónico, y con un gap lo suficientemente grande como para permitir el paso de toda la potencia combinada en el OMUX.

Esto significa, que una de las dificultades que presenta la tecnología actual (filtros corrugados, filtros *waffle-iron* y filtros sobre guía *ridge*, [1-5]) para operar a niveles de potencia mayores es debida al pequeño gap metálico utilizado en los dispositivos con el objetivo de rechazar armónicos de alto orden y modos espurios.

La cuestión que se planteó fue, comprobar si era posible aumentar significativamente el gap mínimo de los filtros

manteniendo un buen nivel de rechazo de los espurios superiores tal y como se consiguió para filtros en líneas acopladas sobre tecnología microstrip basados en reflectores Bragg [6].

II. TEORÍA

Una variación suave y periódica de la sección transversal de una guía rectangular, conlleva una modulación de la impedancia de onda de las ondas electromagnéticas que se propagan por la estructura. Esto produce una reflexión Bragg a determinadas frecuencias [7]. Cuando la perturbación en la guía es débil, la respuesta frecuencial del coeficiente de reflexión puede ser aproximada por la transformada de Fourier del coeficiente de acoplo, el cual está relacionado con la geometría de perturbación [8]. Este resultado fue probado para patrones sinusoidales impresos en el plano de masa de una línea microstrip con tira conductora de anchura constante [9].

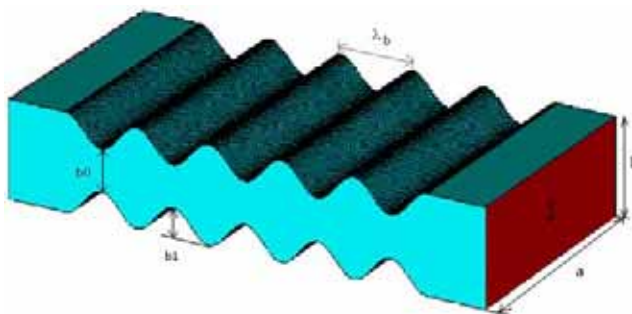


Fig. 1. Parámetros relevantes de una guía rectangular periódicamente perturbada.

La banda rechazada resultante es debida al acoplo entre modos y se puede generalizar para cualquier modo de la guía, incluso en conversiones de modos progresivos a regresivos. Para el caso de la propagación de dos modos diferentes en una guía como la que se muestra en la Fig. 1, donde la sección transversal sigue la expresión sinusoidal,

$$b(z) = b_0 + b_1 \cos(\Delta\beta z + \phi) \quad (1)$$

siendo $b(z)$ la perturbación de la sección transversal a lo largo del eje z , b_0 el valor medio de la sección transversal, b_1 la excursión máxima de la perturbación y $\Delta\beta$ la diferencia entre las constantes de fase de los dos modos que interactúan cuando estos se propagan por la guía uniforme:

$$\Delta\beta = \beta_1 - \beta_2 = 2\pi / \lambda_B \quad (2)$$

siendo λ_B es la longitud de onda de batido entre los dos modos, se tiene que el período de la perturbación a lo largo del eje z que hace a los dos modos satisfacer la condición de resonancia o coherencia [10]. El término de fase ϕ se puede fijar a conveniencia.

El efecto resultante de esta perturbación (1) es que, a aquellas frecuencias a las que se cumple la relación de coherencia, se observa una transferencia de energía entre ambos modos [10]. Desde el punto de vista de transformada de Fourier se puede obtener una interesante propiedad: la longitud mínima de la estructura periódica para conseguir conversión entre modos debe ser al menos del orden de la longitud de onda de batido entre dichos modos.

Cuando los modos progresivo y regresivo son idénticos solo es necesario hacer un cambio de signo en la constante de fase de (2). Entonces, para obtener la reflexión Bragg para un mismo modo obliga a que el incremento en la constante de fase sea dos veces la constante de fase del modo progresivo:

$$\Delta\beta = 2\beta_1 = 2\pi / \lambda_B \quad (3)$$

III. DISEÑO DEL PROTOTIPO

El primer paso de nuestro diseño es comenzar por un filtro paso bajo corrugado en plano-E [11] que opere en banda Ku de 10.7 a 12.8 GHz, con unas pérdidas de inserción mejores de 0.15 dB y unas pérdidas de retorno mejores de 25 dB.

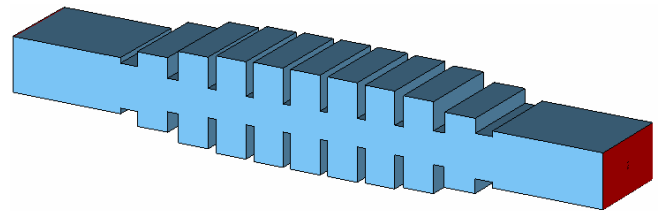
En la Fig. 2a se muestra el aspecto de dicho filtro. Como se puede observar de los resultados de simulación, llevados a cabo con CST Microwave StudioTM, este dispositivo cumple satisfactoriamente las especificaciones hasta casi 20 GHz, Fig. 2b, donde aparecen las bandas espurias para el modo TE₁₀ de la guía rectangular.

Nótese que las perturbaciones producidas en el filtro corrugado en plano-E, producen acoplo del modo TE₁₀ con los modos TE₁₂ y TM₁₂. Las frecuencias de corte para ambos modos, cuando el gap es máximo, es de 20 GHz.

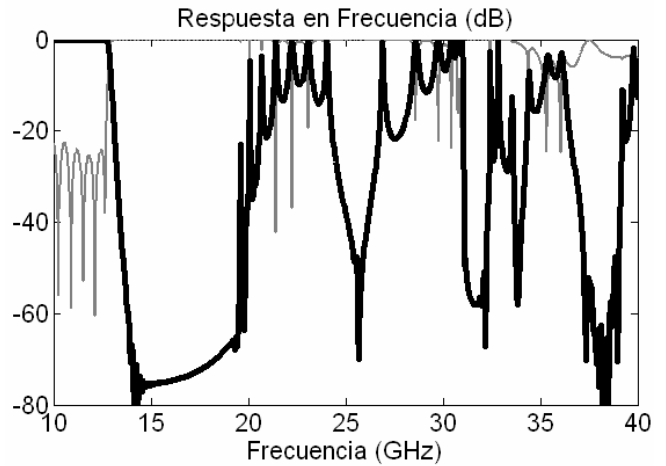
El siguiente paso en el proceso de diseño es calcular la perturbación necesaria para rechazar las bandas espurias principales centradas a 23 GHz, 29 GHz, y 35 GHz. Este caso corresponde con acoplo hacia atrás tipo Bragg entre el modo progresivo TE₁₀ y el regresivo del mismo modo.

La solución elegida consiste en concatenar el filtro corrugado en plano-E original con un tramo de guía rectangular perturbada de tal manera que proporcione el rechazo deseado para el modo TE₁₀, en las tres bandas más arriba mencionadas, ver Fig. 3a.

En la siguiente sección se presenta el resultado final de la simulación para validar el diseño antes de fabricar el dispositivo.



(a)



(b)

Fig. 2. Dibujo del filtro paso bajo plano-E en banda Ku (a) y la respuesta en frecuencia para el modo fundamental TE₁₀ (b).

IV. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

El prototipo final se muestra en la Fig. 3a y ha sido obtenido tras un cuidadoso y largo proceso de optimización, en donde la pérdidas de inserción y las pérdidas de retorno han sido tenidas muy en cuenta [12]. En la Fig. 3b, se muestra un más que apreciable incremento en el nivel de rechazo para el modo principal por encima de 20 GHz, a diferencia de lo que se observaba en la Fig. 2b. Al mismo tiempo, las pérdidas de inserción en la banda de paso se han mantenido mejores de 0.15 dB, empleando incluso una conductividad del 70% la conductividad nominal de la plata. También se han obtenido unas pérdidas de retorno mejores de 22 dB.

Uno de los más importantes efectos multimodo es el debido al TE₂₀, causado por la acumulación de pequeños errores en el plano-H debido a las tolerancias de fabricación. Esto se presenta en la Fig. 3c, donde el valor del nivel de espurias se hace apreciable entorno a 20 GHz.

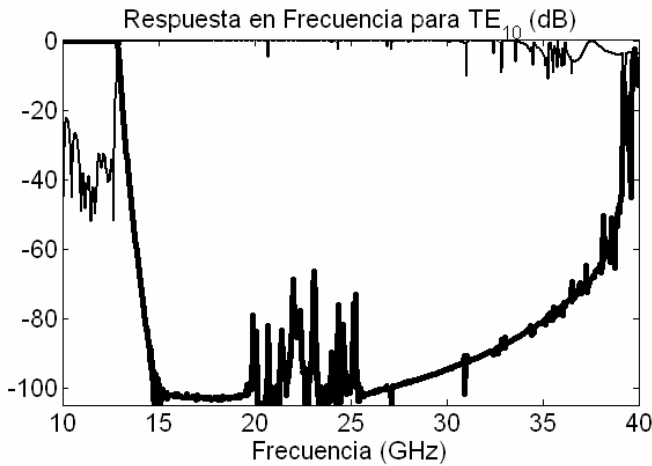
En un trabajo posterior se presentará un análisis más profundo sobre el impacto de los modos espurias. Aquí nos centramos en el hecho de que, como muestran los resultados de simulación, los niveles de las bandas espurias causadas por los modos TE₁₀ y TE₂₀ están rebajados.

V. FABRICACIÓN DEL PROTOTIPO

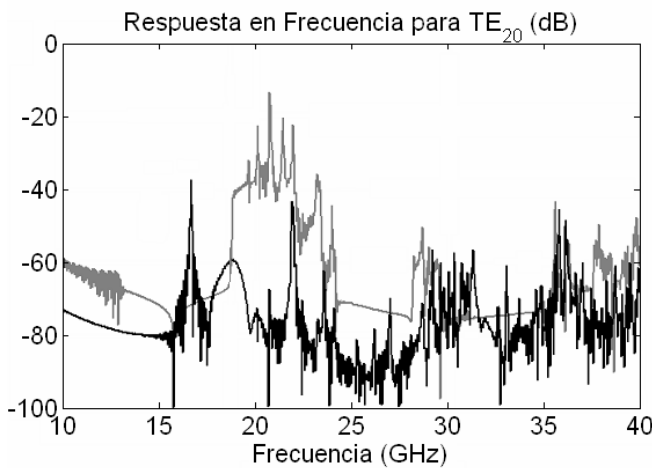
Se ha fabricado un prototipo utilizando la técnica de *electroforming* en una empresa especializada con el propósito de minimizar las posibles deformaciones en el dispositivo final, lo que causa acoplo a modos de órdenes superiores indeseados. En la Fig. 4 se muestra el aspecto del prototipo fabricado.



(a)



(b)



(c)

Fig. 3. Filtro paso bajo en banda Ku (a), respuesta en frecuencia, S_{21} (línea gruesa) y S_{11} (línea fina), simulación para el modo fundamental TE_{10} (b), y acoplo al TE_{20} , S_{21} (línea gris) y S_{11} (línea negra), modo espurio (c).

Otro aspecto importante del prototipo diseñado está relacionado con las prestaciones en potencia del mismo con el objetivo de minimizar los posibles efectos multipactor. Para esto se han utilizado las reglas de cálculo proporcionadas por la ESA-ESTEC concluyendo que el nuevo diseño, es decir la estructura concatenada al filtro paso bajo en plano-E, operando en banda Ku no produce una disminución en el gap mínimo y por ello se mantiene el nivel de potencia de operación. Hay que destacar que esto es una gran ventaja en comparación con los filtros paso bajo tipo *waffle-iron*.

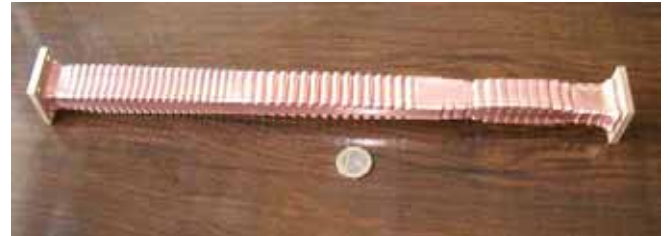


Fig. 4. Fotografía del prototipo fabricado. Se puede ver el filtro paso bajo corrugado en plano-E (derecha) en cascada con el perturbado periódicamente sobre guía rectangular en plano-E (izquierda).

VI. MEDIDAS

Las medidas se han llevado a cabo en los laboratorios de la ESA-ESTEC usando un analizador vectorial de redes y las transiciones adecuadas entre coaxial y guía de onda, ver Fig. 5.

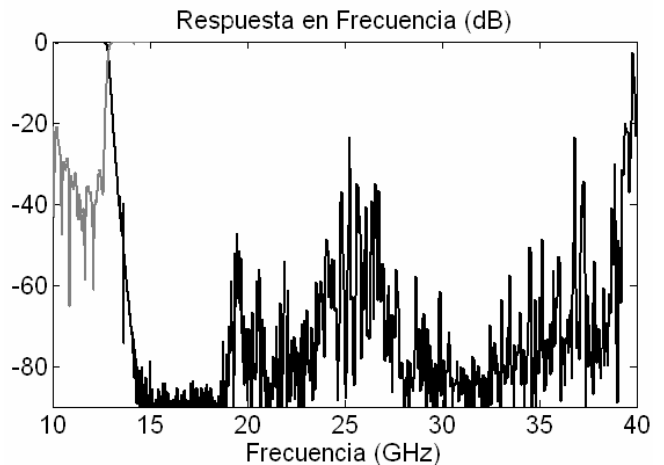


Fig. 5. Pérdidas de inserción y retorno medidas para el dispositivo de la Fig. 4.

Los resultados de la medida confirman las hipótesis de partida y demuestran un buen nivel de rechazo de espurios, al mismo tiempo, se mantienen en la banda de paso unas pérdidas por inserción y de retorno de 0.3 dB y 22 dB respectivamente.

Hay que hacer notar el aumento del nivel de espurios entorno a 19 GHz, donde comienza a propagarse el modo TE_{20} , tal y como se había predicho en el Fig. 3c. De todos modos, el nivel de rechazo es mejor de 45 dB. En torno a 26 GHz se puede observar otro pico de potencia espuria que se predecía parcialmente en Fig. 3b. El valor correspondiente de rechazo es mejor de 20 dB. Por último se tiene un pico de espurios ligeramente mejor de 20 dB en torno a 37 GHz, lo que concuerda razonablemente bien con el resultado mostrado en la Fig. 3b.

Actualmente se está desarrollando un método sistemático de diseño para mejorar la obtención de dispositivos de este tipo.

Para determinar la posibilidad de utilizar este dispositivo en la próxima generación de filtros de alta potencia para satélite evitando el efecto multipactor se prevee la realización de experimentos de potencia.

VII. CONCLUSIÓN

Se ha diseñado un filtro paso bajo para banda Ku capaz de operar a potencias muy elevadas utilizando técnicas de optimización basadas en conceptos de reflectores Bragg. El diseño elimina las bandas espurias hasta aproximadamente 40 GHz. Se ha fabricado un prototipo usando la técnica de *electroforming* con el objetivo de garantizar unas buenas tolerancias en el proceso de fabricación. Las pruebas realizadas a baja potencia son muy prometedoras en cuanto a la posibilidad de utilizar este tipo de diseño en futuras comunicaciones por satélite de alta potencia previniendo el efecto multipactor.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido cofinanciado por ESA/ESTEC bajo el contrato TRP 1643/02/NL/MV, y por el Ministerio de Educación bajo el proyecto TEC2004-04754-C03. I. Arnedo agradece la financiación otorgada por el mismo ministerio a través de una beca predoctoral de su programa FPU. Finalmente, los autores agradecen también la colaboración de CONATEL S.L. en el desarrollo de este trabajo.

REFERENCIAS

- [1] E. D. Sharp, "A High-Power Wide-Band Waffle-Iron Filter", IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. , No. , pp. 111 – 116, March 1963.
- [2] L. Young, "Postscript to Two Papers on Waffle-Iron Filters", IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. , No. , pp. 555 – 557, November 1963.
- [3] J. Caputo, and F. Bell, "Waffle-Iron Harmonic Suppression Filter", IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. , No. , pp. 701 – 703, September 1965.
- [4] M. K. Saad, "Novel Lowpass Harmonic Filters for Satellite Application", IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium Digest, pp. 292 – 294, 1984.
- [5] Rainer Bunger, and Fritz Arndt, "GSMMoment-Method CAD of Waffle-Iron-Filters with Round Teeth", IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium Digest, pp. 1691 – 1694, 1999.
- [6] T. Lopetegui, M.A.G. Laso, F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, J. García, L. Pérez-Cuevas, M. Sorolla, and M. Guglielmi, "Microstrip "Wiggly-Line" Bandpass Filters with Multispurious Rejection", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 14, No. 11, pp. 531-533, November 2004.

- [7] C. K. Chong, D. B. McDermott, M. M. Razeghi, N. C. Luhmann, Jr., J. Pretterebner, D. Wagner, M. Thumm, M. Caplan, and B. Kulke, "Bragg Reflectors", IEEE Trans. Plasma Science, Vol. 20, No. 3, pp. 393-402, June 1992.
- [8] B. Z. Katsenelenbaum, L. Mercader, M. Pereyaslavets, M. Sorolla, and M. Thumm, Theory of Nonuniform Waveguides—The Cross-Section Method, ser. IEE Electromagn. Waves. London, U.K.: IEE Press, 1998, vol. 44.
- [9] M. A. G. Laso, T. Lopetegui, M. J. Erro, D. Benito, M. J. Garde, and M. Sorolla, "Multiple-frequency-tuned photonic bandgap microstrip structures," IEEE Microwave Guided Wave Lett., vol. 10, pp. 220–222, June 2000.
- [10] N. F. Kovalev, I. M. Orlova, and M. I. Petelin, "Wave Transformation in a multi-mode waveguide with corrugated walls," Radio Phys. Quantum Electron., vol. 11, pp. 449–450, 1968.
- [11] J. Uher, J. Bornemann, U. Rosenberg, "Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD", Artech House, 1993.
- [12] "Filtre a elimination de bande a micro-ondes pour multiplexeur de sortie", ESA Patent, 27 Juillet 2005.

DISEÑO DE FILTROS DE CANAL ELÍPTICOS Y AUTOECUALIZADOS EN BANDA KA IMPLEMENTADOS EN GUÍA RECTANGULAR PLANO-H

MONTEJO GARAI, JOSÉ RAMON
RUIZ CRUZ, JORGE ALFONSO
REBOLLAR, JESÚS
OÑORO-NAVARRO, ANTONIO
HIDALGO-CARPINTERO, ISIDRO
PADILLA-CRUZ, MANUEL J.

UNIVERSIDAD POLITECNICA DE MADRID
UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID
UNIVERSIDAD POLITECNICA DE MADRID
ALCATEL ALENIA ESPACIO
ALCATEL ALENIA ESPACIO
ALCATEL ALENIA ESPACIO

En esta comunicación se presenta un proceso sistemático de diseño de filtros de canal elípticos y autoecualizados en guía de onda rectangular y configuración plano-H en banda Ka. Se pretende desarrollar una alternativa a la configuración clásica dual-mode en guía de onda circular, con el objetivo de abaratar el coste y simplificar el proceso de producción. Para validar la metodología presentada se ha diseñado, fabricado y medido un filtro de orden seis con dos ceros de transmisión a frecuencias finitas para mejorar el rechazo y dos ceros de ecualización para el retardo de grupo. Los resultados experimentales validan el método propuesto.

DISEÑO DE FILTROS DE CANAL ELÍPTICOS Y AUTOECUALIZADOS EN BANDA KA IMPLEMENTADOS EN GUÍA RECTANGULAR PLANO-H

José R. Montejo Garai⁽¹⁾, Jorge A. Ruiz Cruz⁽²⁾, Jesús Rebollar⁽¹⁾, Antonio Oñoro-Navarro⁽³⁾,
Isidro Hidalgo-Carpintero⁽³⁾, Manuel J. Padilla-Cruz⁽³⁾,
E-mail jr@etc.upm.es

⁽¹⁾ Dpto. de Electromagnetismo y Teoría de Circuitos, E.T.S.I.T., U. P. M., Ciudad Universitaria s/n

⁽²⁾ Dpto. de Ingeniería Informática, E.P.S., U.A.M., Ciudad Universitaria Cantoblanco Madrid 28049

⁽³⁾ Alcatel-Alenia Espacio, c/ Einstein 7, PTM, Tres Cantos, 28760 Madrid

Abstract- In this article, a systematic design procedure for the design of self-equalized elliptic filters in H-plane configuration is presented. Such a configuration intends to be an alternative to the classical dual-mode circular wave guide configuration in Ka band, with the aim in mind of reducing cost and computation time. In order to decrease the insertion loss the TE_{105} will be used. A sixth order filter with two transmission zeros at finite real frequencies and two zeros for equalization has been designed, manufactured and measured. The results make clear the validity of the proposed configuration.

herramientas CAD no permite el diseño de filtros de orden elevado si se necesita un proceso de optimización para obtener la respuesta final, ya que el coste computacional impide tiempos de desarrollo razonables. Además, el coste de fabricación es muy alto y el proceso de sintonía requiere un técnico de laboratorio con amplia experiencia. En el caso de filtros de canal en banda Ka, el ancho de banda relativo es menor y en lógica consecuencia las dificultades aumentan considerablemente.

I. INTRODUCCIÓN

El desarrollo de las comunicaciones vía satélite que ha tenido lugar en los últimos años ha generado una extraordinaria actividad en el área de diseño de filtros de microondas, dando lugar a grandes avances en este campo [1]. Existe dos razones fundamentales que explican este enorme interés:

a) por un lado los filtros determinan de forma fundamental las características de transmisión del canal,

b) por otro, estos dispositivos representan un porcentaje elevado de masa y volumen de la carga útil, siendo ambos parámetros recursos escasos a optimizar en un satélite.

Recientemente, el incremento en capacidad, complejidad así como nivel de potencia de radiofrecuencia ha dado lugar al empleo de sofisticadas funciones de transferencia con ceros de transmisión a frecuencias finitas para obtener elevada selectividad, y ceros en el eje real (σ) o en forma de cuadratura compleja ($\pm\alpha\pm j\beta$) para mejorar la respuesta de fase (ecualización del retardo de grupo).

La configuración *dual-mode* [2], [3], [4] reúne los dos requisitos previamente citados, i.e., la ventaja de masa y volumen reducido y la posibilidad de realizar respuestas elípticas y fase lineal en estructura de guía de onda. Por estas razones son muy utilizados especialmente en las bandas C y Ku.

Sin embargo, existen ciertas desventajas asociadas a la configuración *dual-mode*. El estado del arte actual de las

En esta comunicación se presenta una estructura alternativa para implementar filtros de canal basados en guía de onda rectangular plano-H *mono-mode* que ofrece ventajas muy importantes:

a) la estructura es simple y compacta, realizada en un solo bloque de metal (aluminio, latón, invar, etc.) donde las cavidades e iris son mecanizados con la misma altura; una cubierta superior permite formar la sección rectangular.

b) soporta elevados niveles de potencia de RF puesto que no hay ranuras u otras dimensiones críticas y por lo tanto el riesgo de *multipaction* se reduce enormemente.

c) el coste de fabricación es muy inferior al de la estructura *dual-mode*.

Con objeto de obtener niveles de pérdidas de inserción acordes con las especificaciones reales, se utiliza un modo resonante de orden alto, TE_{105} , para conseguir un factor de calidad Q elevado. Los ceros de transmisión a frecuencias reales finitas son implementados mediante la técnica de extracción de polos, y de esta forma cada cero de transmisión es controlado independientemente. Este hecho es muy importante desde el punto de vista de ingeniería para poder minimizar la sensibilidad de la estructura en el proceso de producción masiva. Para conseguir los ceros de ecualización se utiliza la red de acoplos cruzados [5].

La validación de la estructura propuesta se ha llevado a cabo diseñando un filtro de orden 6 utilizando un proceso

sistemático basado en la división de la respuesta circuital completa en respuestas parciales. Como resultado de esta división el proceso de optimización se simplifica y el tiempo de diseño se reduce.

II. DISEÑO DE LA CAVIDAD RESONANTE CANÓNICA Y SÍNTESIS DEL FILTRO.

La primera tarea a la hora de diseñar un filtro de canal es elegir la cavidad resonante canónica que verifique el requisito de Q derivado de las especificaciones de pérdidas de inserción, así como la ventana libre de espurios. La figura 1 muestra el punto elegido para una frecuencia de resonancia de 30 GHz correspondiente al modo TE₁₀₅ (26.975 x 13.215 mm.). La ventana libre de espurios es ± 1.7 GHz. Para una altura de guía de onda de 4.32 mm. (WR 34) y una conductividad de $\sigma=4.7 \text{ e}7 \text{ S/m}$ (experimental) se consigue un valor de $Q=7600$.

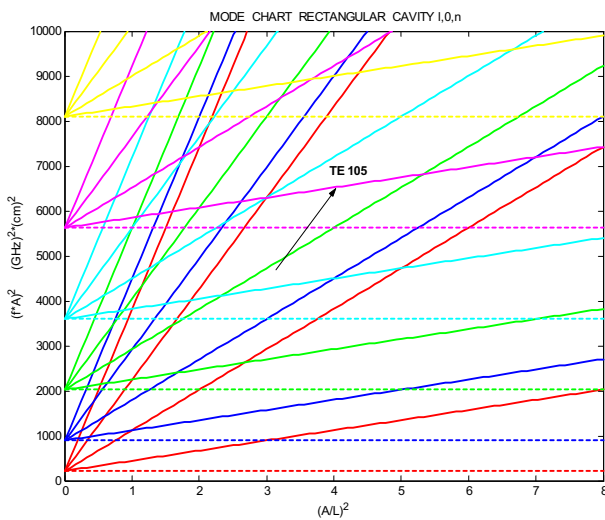


Fig. 1. Carta de modos de la cavidad rectangular de la familia 1,0,n, incluyendo las frecuencias de corte.

La segunda tarea consiste en llevar a cabo la síntesis del filtro para calcular los elementos circuitales. Una descripción detallada de la técnica de polos extraídos puede encontrarse en [5], [6],[7],[8]. Para incluir la respuesta autoecualizada se añade la red de acoplos cruzados. La figura 2 muestra el esquema de un filtro de orden 6 con dos polos extraídos y un acoplo cruzado para ecualizar (configuración 6-2-2).

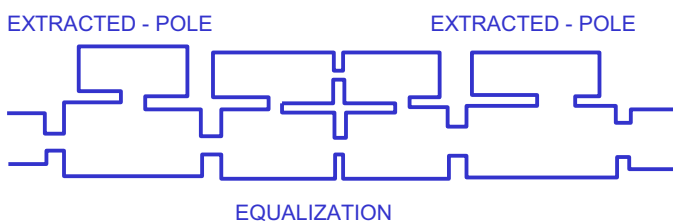


Fig.2. Esquema del filtro de configuración 6-2-2.

III. RESULTADOS TEÓRICOS Y EXPERIMENTALES

Con objeto de validar la estructura propuesta se ha diseñado, construido y medido un filtro de configuración 6-2-2. La frecuencia central es 29.971 GHz y el ancho de banda 54 MHz. Los ceros de transmisión en el prototipo paso bajo normalizado están localizados en $s_{1,2}=\pm j1.45$ (rechazo) y los de ecualización en $s_{3,4}=\pm 1.1$. La especificación para las pérdidas de retorno es de 24 dB. Las puertas de entrada-salida son guía estándar WR34. La estructura ha sido fabricada utilizando fresado de alta precisión y está formada por un bloque vaciado con todas las cavidades e iris de la misma altura y una tapa superior atornillada (fig.4).

El diseño de onda completa se ha llevado a cabo mediante la técnica de Ajuste Modal. Para el proceso de optimización se ha utilizado el método de *Simulated Annealing* por ser adecuado cuando se desea encontrar un mínimo global rodeado de mínimos locales. Puesto que únicamente se requiere la familia TEM₀ (m par e impar), el coste computacional es bajo. En el primer estadio de diseño únicamente se utilizan 12 modos para cada una de las respuestas parciales, i.e., las cavidades *notch* y el cuádruple de ecualización. La respuesta final se ha calculado con 30 modos que son suficientes para la convergencia y se han optimizado 32 variables. El análisis de sensibilidad pone de manifiesto que las variables geométricas deben de considerarse con tres cifras decimales.

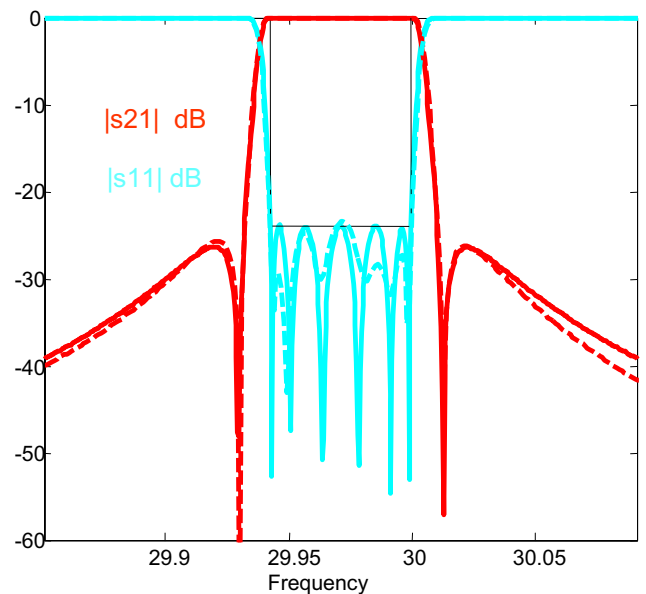


Fig.3. Comparación entre la respuesta teórica circuital (—) y la obtenida mediante Ajuste Modal (- - -) para el rechazo y la adaptación.

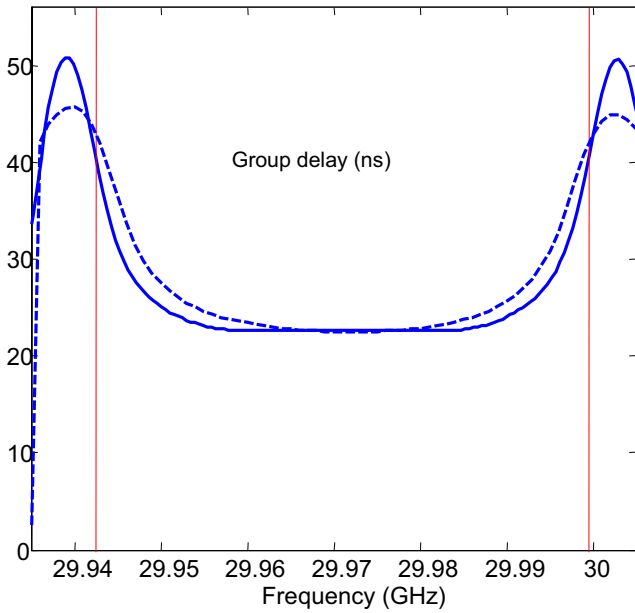


Fig.3. Comparación entre la respuesta teórica circuital (____) y la respuesta de Ajuste Modal (_ _ _ _) para el retardo de grupo.

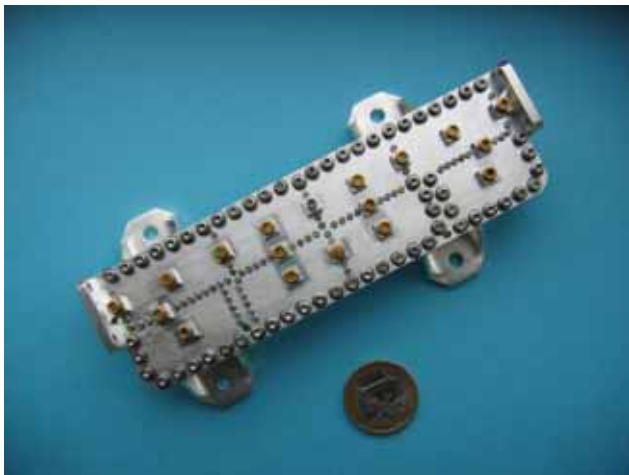


Fig.4. Fotografía del filtro fabricado (6-2-2).

IV. CONCLUSIONES.

Se ha presentado en esta comunicación un procedimiento eficiente de diseño de filtros autoecualizados con polos extraídos en guía de onda rectangular plano-H para la banda Ka. Es una opción diferente a considerar como alternativa a la configuración clásica *dual-mode* en guía circular. Sus principales ventajas son el bajo coste, la capacidad de manejo de elevados niveles de potencia y su baja sensibilidad. La

principal desventaja radica en el nivel de pérdidas de inserción que se consigue. En el diseño presentado el Q medido es 3800, aproximadamente la mitad del esperado. Una posible explicación vendría del proceso de plateado.

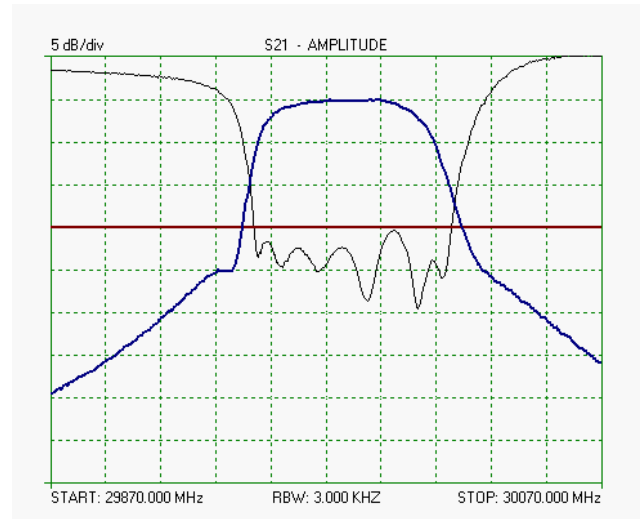


Fig.5. Respuesta del filtro medido.

REFERENCIAS

- [1] C. Kudsia, R. Cameron and W.C. Tang, "Innovations in microwave filters and multiplexing networks for communications satellite systems," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 40, pp. 1133-1149, June 1992.
- [2] A.E. Atia, A.E. Williams, "New Types of Waveguide Bandpass Filters for Satellite Transponders," *Comsat Technical Review*, Vol, 1, N°1, Fall 1971, pp 21-43.
- [3] G. Pfitzermanier, "An exact solution for a Six-Cavity Dual-Mode Elliptic Bandpass Filter", *IEEE International Microwave Symposium*, San Diego, June 1977.
- [4] R.J. Cameron and J.D. Rhodes, "Asymmetric Realizations for Dual-Mode Bandpass Filters", *IEEE MTT* vol.29, N°1, January 1981, pp. 51-58.
- [5] J.D. Rhodes and R. J. Cameron.: 'General Extracted Pole Synthesis technique with Applications to Low-Loss TE011 Mode Filters', *IEEE MTT* vol.28, N°9, September 1980, pp. 1018-1028.
- [6] R. J. Cameron.: 'General Prototype Network-Synthesis Methods for Microwave Filters', *ESA Journal*, 1982, vol.6, pp. 193-206.
- [7] J.R. Montejo-Garai.: 'Synthesis of N-Order Filters with N Transmission Zeros at Real Frequencies by means of Extracted Poles', *Electronics Letters*, Jan. 2003, vol.39, n°2, pp. 182-183.
- [8] J.R. Montejo-Garai , et al. "synthesis and Design of In-Line N-Order Filters with N real Transmission Zeros by means of Extracted Poles Implemented in Low-Cost Rectangular H-Plane Waveguide", *IEEE MTT*, Vol.53, N°5, May 2005.