

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.

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

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.

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 $Q=7600$.

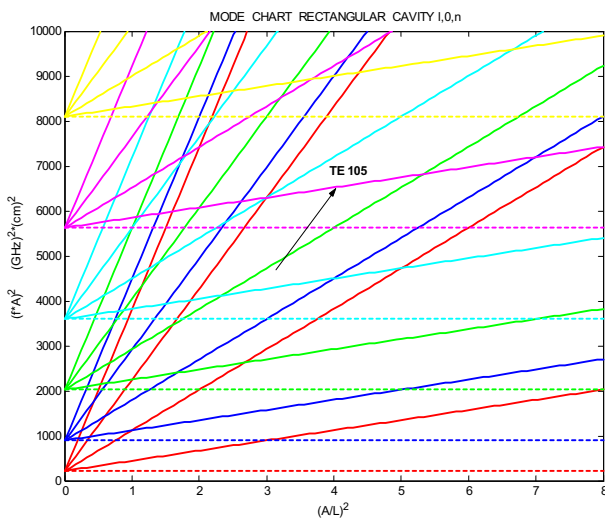


Fig. 1. Carta de modos de la cavidad rectangular de la familia 1,0,n, incluyendo las frecuencias de corte.

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).

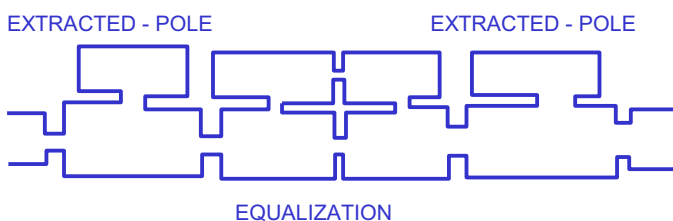


Fig.2. Esquema del filtro de configuración 6-2-2.

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 cuadruplete 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.

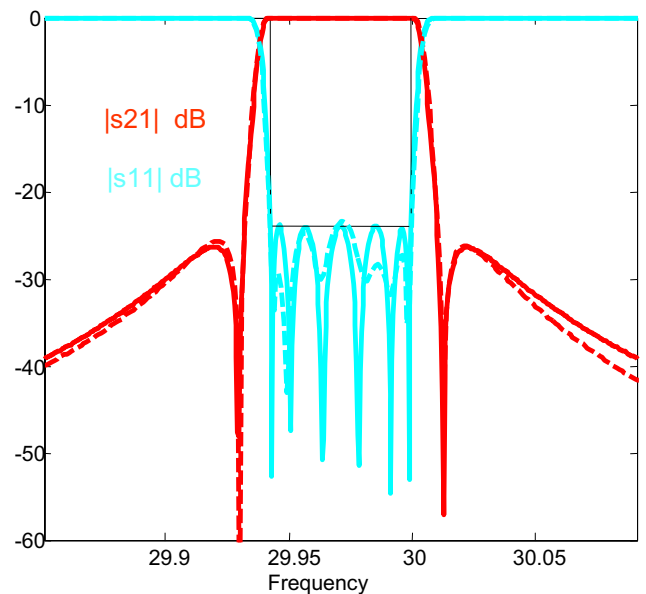


Fig.3. Comparación entre la respuesta teórica circuital (—) y la obtenida mediante Ajuste Modal (- - -) para el rechazo y la adaptación.

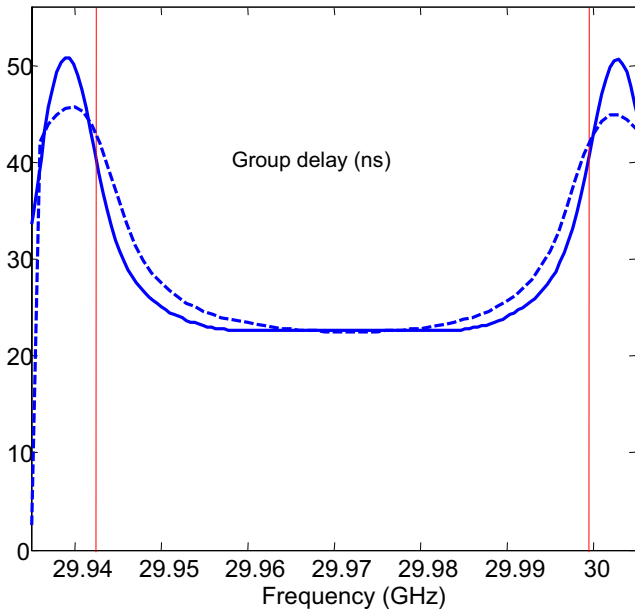


Fig.3. Comparación entre la respuesta teórica circuital (—) y la respuesta de Ajuste Modal (---) para el retardo de grupo.

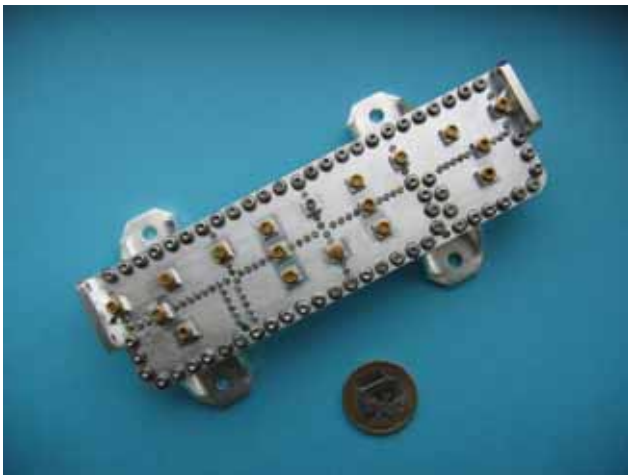


Fig.4. Fotografía del filtro fabricado (6-2-2).

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.

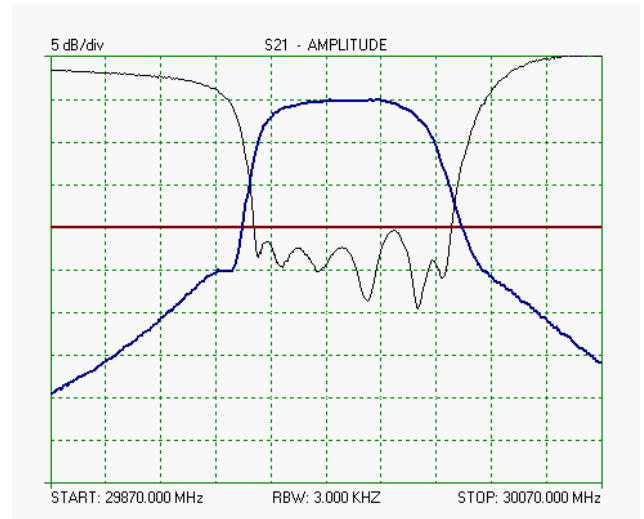


Fig.5. Respuesta del filtro medido.

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.