

NUEVA TÉCNICA DE DISEÑO DE FILTROS CANALIZADOS EN MICROONDAS. APLICACIÓN A LA REALIZACIÓN DE UN FILTRO EN 5 GHZ

Roberto Gómez García

José I. Alonso

Grupo de Microondas y Radar.
Dpto. de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones.
E.T.S.I. Telecomunicación, UPM.
roberto1977@wanadoo.es

Grupo de Microondas y Radar.
Dpto. de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones.
E.T.S.I. Telecomunicación, UPM.
ignacio@gmr.ssr.upm.es

ABSTRACT

This communication presents a new technique for microwave channelized filters design thanks to a controlled interference among some branch signal components.

In addition, practically unconditional stability and small dimensions make of this type of filters a good option in comparison with some traditional solutions.

1. INTRODUCCIÓN

Los filtros constituyen una de las partes más importantes de cualquier subsistema de radiofrecuencia (RF).

Las últimas tendencias hacia la construcción de sistemas integrados multifunción, que pueden llegar a incorporar decenas de estructuras filtrantes, así como la creciente demanda de equipos portátiles, añaden como requisito indispensable la reducción del tamaño de tales circuitos [1].

Apoyándose en los conceptos involucrados en las estructuras filtrantes transversales analógicas surgen los filtros canalizados [2], en los cuáles la señal de entrada que se quiere filtrar se divide en una serie de componentes que de forma individual se amplifican y desfazan, en función de la frecuencia, en varias ramas, consiguiéndose la función de filtrado total mediante la interferencia constructiva y destructiva de dichas respuestas parciales.

Dichas estructuras permiten obtener una respuesta muy selectiva en reducidas dimensiones, estabilidad incondicional y bajas pérdidas compensables con la incorporación de algún elemento de ganancia en las ramas.

En esta comunicación se presenta una técnica para la realización de filtros canalizados en banda de microondas, proponiéndose una estructura con un reducido número de ramas, y unas sencillas ecuaciones para su diseño que nos permitirán ajustar la banda del filtro según la aplicación deseada.

2. ESTUDIO TEÓRICO

La estructura que se propone del filtro canalizado se muestra en la Figura 1.

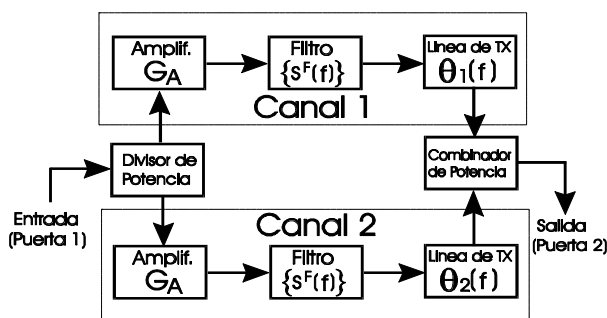


Figura 1. Esquema del filtro canalizado de dos ramas.

Como se puede apreciar, cada una de las ramas se encuentra compuesta por un amplificador cuya ganancia se considera constante en la banda de interés e igual a G_A , un filtro convencional de bajo orden descrito por sus parámetros S (los filtros en ambas ramas son iguales) y un tramo de línea de transmisión de longitud eléctrica $\theta_1(f)$ y $\theta_2(f)$ para cada canal.

La señal de entrada se divide entre ambas ramas, de manera que atraviesa cada uno de los canales sumándose en el combinator para obtener la señal de salida final.

Suponiendo que existe adaptación de impedancias tanto a la entrada como a la salida en los distintos bloques del filtro, a una determinada frecuencia f , podemos obtener de forma sencilla la característica de transmisión del filtro, que vendrá dada por:

$$|S_{21}^T(f)|^2 = \left| \frac{1}{\sqrt{2}} G_A S_{21}^F(f) [e^{-jq_1(f)} + e^{-jq_2(f)}] \right|^2 = \frac{1}{2} G_A^2 |S_{21}^F(f)|^2 |1 + e^{j(q_2(f) - q_1(f))}|^2 \quad (1)$$

donde se puede ver que la dependencia con la frecuencia de dicha expresión viene determinada por el término de transmisión del filtro ubicado en cada rama, $|S_{21}^T(f)|^2$, y un término adicional asociado a la acción de los tramos de línea de transmisión, $|1 + e^{j(q_2(f) - q_1(f))}|^2$, y que denominaremos "Término de interferencia".

Nuestro objetivo es conseguir una respuesta, mucho más selectiva que la ofrecida por el filtro colocado en cada rama, mediante una interferencia adecuada de las respuestas asociadas a las dos ramas del esquema propuesto.

En particular, vamos a generar dos ceros de transmisión de la respuesta global (1) en dos frecuencias f_{z1} y f_{z2} situadas cada una

de ellas a ambos lados de la banda de paso del filtro. Para ello, impondremos que el término de interferencia en las mismas se anule:

$$1 + e^{j(q_2(f) - q_1(f))} \Big|_{f=f_{z1}, f_{z2}} = 0 \Rightarrow$$

$$q_2(f) - q_1(f) \Big|_{f=f_{z1}, f_{z2}} = \pm(2n+1)p, \quad n \in \mathbb{N} \cup \{0\} \quad (2)$$

La expresión (2), evidentemente, debe satisfacerse en dichas frecuencias para dos valores del índice n distintos y consecutivos entre sí pues, en caso contrario, el término de interferencia se anularía también en valores de frecuencias comprendidas entre f_{z1} y f_{z2} . En otras palabras, con esta condición estamos diciendo que, la diferencia de fases $(f) = q_2(f) - q_1(f)$ ha de experimentar una variación continua de valor máximo 2π , alcanzado entre las frecuencias en que se van a generar los dos ceros de transmisión, luego $(f_{z2}) - (f_{z1}) = 2\pi$.

Teniendo en cuenta que $(f) = (2\pi f/c_{eff})l$ podemos poner por conveniencia que $(f) = (f/f_{z1}) - (f_{z1})$. De este modo, vamos a obtener una relación entre las frecuencias f_{z1} y f_{z2} , que viene dada por:

$$f_{z2} = \frac{2n+3}{2n+1} f_{z1} \quad (3)$$

Imponiendo la condición de que la frecuencia central de la banda de paso del filtro f_0 equidiste de f_{z1} y f_{z2} , obtenemos las siguientes ecuaciones de diseño:

$$f_{z1} = \frac{2n+1}{2n+2} f_0 \quad \text{y} \quad f_{z2} = \frac{2n+3}{2n+2} f_0 \quad (4)$$

que permiten obtener una banda de paso más estrecha en nuestro filtro canalizado a medida que seleccionemos un valor del índice n mayor.

3. DISEÑO EXPERIMENTAL

Para la realización física del filtro canalizado se ha optado por la tecnología microstrip, con un sustrato de $\epsilon_r=9.9$ y $H=0.635$ mm.

El divisor y el combinador de potencia se han implementado mediante esquemas Wilkinson, mientras que los filtros de bajo orden han sido realizados con líneas acopladas, simulando una respuesta tipo Chebyshev de 0.1 dB de rizado centrado en $f_0 = 5$ GHz y ancho de banda porcentual $\Delta f_{0.1 \text{ dB}} = 15\%$.

Para dicha banda de paso se ha encontrado que el valor oportuno del n sería 1, de manera que con (4) se obtiene $f_{z1}=3.75$ GHz y $f_{z2}=6.25$ GHz, eligiéndose unos valores de las longitudes eléctricas de las líneas de transmisión $l_1(f_{z1})=$ y $l_2(f_{z2})=4\lambda$ (valores que satisfacen la ecuación (2) para el valor $n=1$).

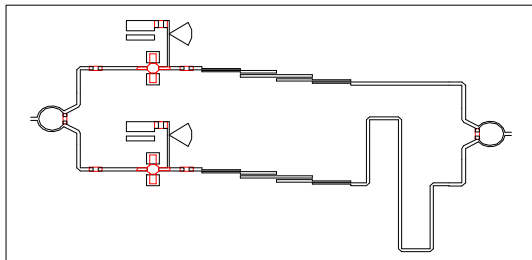


Figura 2. Layout del circuito

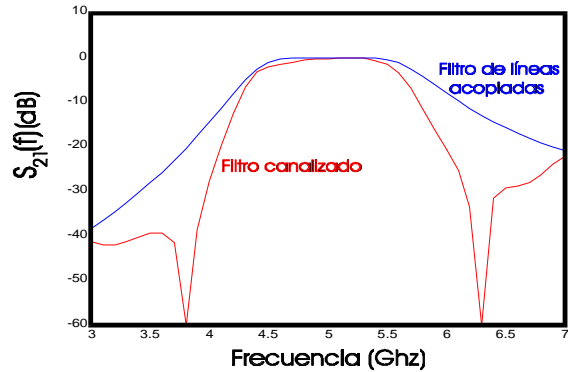


Figura 3. Respuestas de los filtros

En la Figura 2 se puede apreciar el layout del circuito, que presenta unas dimensiones totales aproximadas de 7.6 cm por 4.5 cm.

En la Figura 3 se representan las respuestas del filtro de líneas acopladas y el filtro canalizado (ambas se han normalizado para poder compararlas mejor).

Se puede apreciar la notable mejoría en lo que a selectividad se refiere de la segunda respecto a la primera, sobre todo en las proximidades de la banda de paso, que para la estructura canalizada resulta en un $\Delta f_{-3 \text{ dB}} = 22\%$.

4. CONCLUSIONES

En este artículo se ha presentado una técnica muy novedosa para el diseño de filtros altamente selectivos mediante el concepto de “interferencia en fase” de la respuesta parcial de varias ramas filtrantes.

Asimismo, se han deducido ecuaciones de diseño (2) y (4) de gran valor, y que nos permiten ajustar para cada aplicación concreta el ancho de banda que se desea para nuestro filtro canalizado, desde respuestas de banda muy estrecha hasta respuestas de banda ancha.

5. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por la Comisión Interministerial de Ciencia y Tecnología (CICYT) bajo el proyecto TIC 1999-1172-CO2-O1

6. REFERENCIAS

- [1] C. Rauscher, “Two-Branch Microwave Channelized Active Bandpass Filters”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 48, pp. 437-444, March 2000.
- [2] C. Rauscher, “Microwave Channelized Active Filters – A New Modular to Approach to Achieving Compactness and High Selectivity”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 44, pp. 122-132, Jan. 1996.