

# DISEÑO DE DIVISORES/COMBINADORES DE POTENCIA WILKINSON USANDO ELEMENTOS DISCRETOS

Pedro J. González, Fernando Noriega\*, Esteban Chaves\*, Francisco Gutiérrez

ACORDE S.A.

Centro de Desarrollo Tecnológico, Santander  
pedroj,francisco @acordecom.com

\*Departamento de Ingeniería de Comunicaciones

Universidad de Cantabria  
fnoriega,echaves @dicom.unican.es

## ABSTRACT

In this paper, the design of several lumped element Wilkinson power splitters for RF and the low microwave bands is described. Their performance is similar to that of the equivalent distributed-form splitters (which include  $\lambda/4$  transmission lines), and they allow to save area at these frequencies, where the wavelength is large.

## 1. INTRODUCCIÓN

A frecuencias de RF y en las bandas bajas de microondas, los divisores/combinadores de potencia de tipo Wilkinson, anillos híbridos ‘fat race’, ‘branch line’, etc., que incluyen líneas de transmisión de longitud cuarto de onda a la frecuencia central de operación, resultan de dimensiones demasiado grandes.

Por ejemplo, en un sustrato FR-4 con constante dieléctrica 4,3 y espesor de 1 mm, una línea microstrip de cuarto de onda e impedancia característica  $70,7 \Omega$  tiene una longitud de más de 4 cm para una frecuencia de 1 GHz.

Por ello, en ocasiones puede ser preferible usar circuitos equivalentes con elementos discretos [1],[2], bien componentes de inserción o de montaje superficial (SMD), o bien en circuitos integrados monolíticos de microondas (MMICs), que permiten ahorrar área de circuito [3].

La técnica se basa en utilizar equivalentes en ‘T’ y ‘Pi’ de los tramos de línea  $\lambda/4$  ó  $3\lambda/4$ . Por ejemplo, una línea de impedancia característica  $Z_0$  y longitud cuarto de onda a una determinada frecuencia  $f_0$  admite un equivalente en ‘Pi’ como el mostrado en la Figura 1, donde los valores de los elementos vienen dados por las siguientes ecuaciones:

$$C_p = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_0 \cdot Z_0}, \quad L_s = \frac{Z_0}{2 \cdot p \cdot f_0} \quad (1)$$

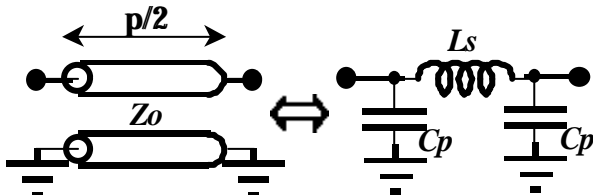


Figura 1: Equivalente en ‘Pi’ con elementos discretos de un tramo de línea de transmisión de longitud  $\lambda/4$ .

## 2. DISEÑO DE LOS DIVISORES WILKINSON

Un divisor Wilkinson básico como el mostrado en la Figura 2 incluye dos líneas de transmisión  $\lambda/4$  de impedancia característica  $Z_0 \cdot \sqrt{2} \Omega$  y una resistencia de valor  $2 \cdot Z_0$  entre los dos puertos de salida. Reparte por igual la potencia entre los puertos 2 y 3 (con unas pérdidas de reparto idealmente de 3 dB, y en fase), y proporcionando aislamiento entre los mismos.

Sustituyendo los tramos de línea  $\lambda/4$  por una red en ‘Pi’, podemos implementar el divisor Wilkinson usando elementos discretos, como se muestra en la Figura 3. El divisor/combinador con elementos discretos es perfectamente equivalente al distribuido sólo a la frecuencia central de diseño (tanto en pérdidas de retorno, como pérdidas de reparto y aislamiento entre puertos). Presenta por ello un ancho de banda menor que el original distribuido. Sin embargo, la estructura con elementos discretos, debido a su configuración, exhibe fuera de banda un comportamiento ‘paso bajo’, rechazando las frecuencias altas, mientras que el comportamiento del divisor Wilkinson con líneas se repite a los múltiplos impares ( $3^\circ$  y  $5^\circ$ , principalmente) de la frecuencia central de diseño.

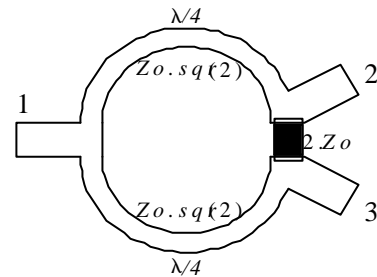


Figura 2: Layout de un divisor Wilkinson en microstrip.

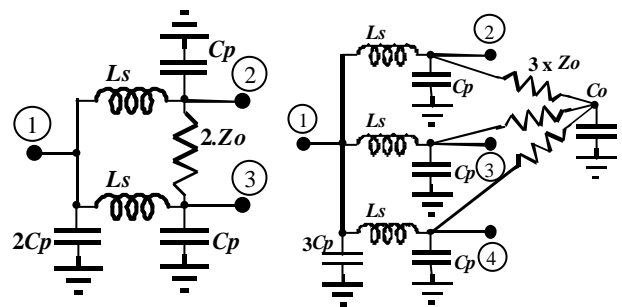


Figura 3: Esquemáticos del divisor Wilkinson con elementos discretos de 2 y 3 salidas.

En la Figura 4 se muestra una comparación de las simulaciones y las medidas de un divisor Wilkinson a 10 MHz usando elementos discretos. Las pérdidas de reparto medidas son de unos 3,2 dB, la adaptación de casi 20 dB, y el aislamiento entre los puertos de salida superior a 20 dB. No sería práctica una implementación microstrip de este circuito a estas frecuencias. Se podría recurrir a un divisor de potencia resistivo en estrella o en anillo, pero arrojaría mayores pérdidas (por encima de 6 dB, aunque esto no es problemático), y sobre todo no proporcionaría un alto aislamiento entre los puertos de salida (sólo 6 dB).

La Figura 5 presenta las simulaciones y medidas de un divisor Wilkinson de 3 salidas también a 10 MHz. Las pérdidas de reparto medidas son de 5,1 dB (idealmente 4,77 dB), y muestra buenas características de pérdidas de retorno y sobre todo de aislamiento.

Por último, la figura 6 presenta un diseño con elementos discretos a 1080 MHz. A esta frecuencia, sus características son similares a las que obtendríamos con un diseño distribuido, pero en altas frecuencias se puede observar que las pérdidas de reparto aumentan hasta 25-30 dB, es decir, estas frecuencias son filtradas. En cambio, el comportamiento del divisor Wilkinson distribuido se repite al tercer armónico de 1080 MHz.

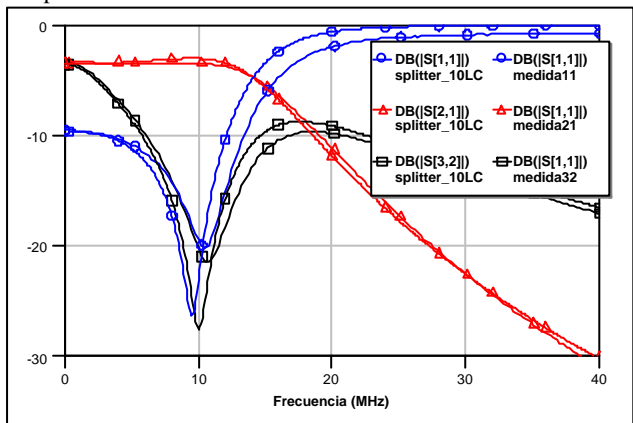


Figura 4: Simulación y medidas del divisor Wilkinson con elementos discretos a 10 MHz.

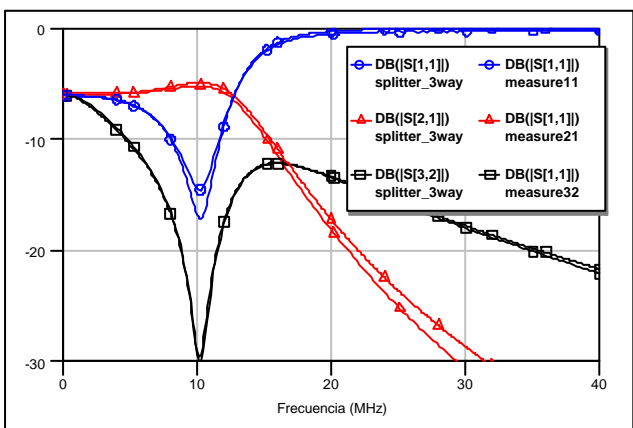


Figura 5: Simulación y medidas del divisor Wilkinson de 3 salidas con elementos discretos a 10 MHz.

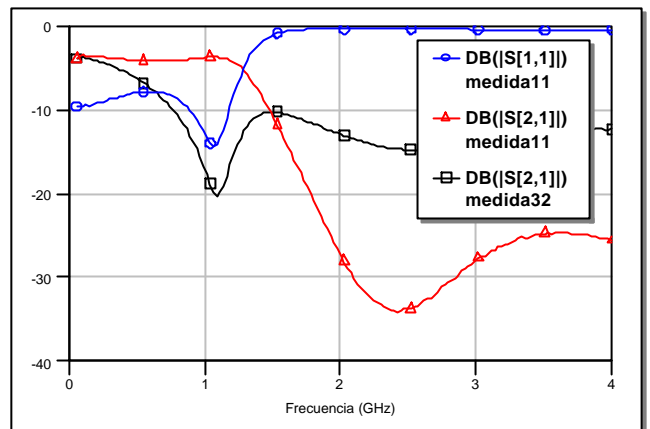


Figura 6: Medidas del divisor Wilkinson con elementos discretos a 1080 MHz.

### 3. CONCLUSIONES

Se ha demostrado la utilidad del empleo de equivalentes con elementos discretos de varios divisores Wilkinson a frecuencias de RF y hasta unos pocos Gigahercios, donde las líneas de transmisión de cuarto de onda resultan de grandes dimensiones.

Los divisores Wilkinson con componentes de montaje superficial de bajo coste muestran unas características de funcionamiento similares a las de los originales con líneas de transmisión, permitiendo a la vez un importante ahorro de espacio de circuito. Además exhiben un comportamiento paso bajo, que no se repite a múltiplos de la frecuencia fundamental.

La misma técnica de equivalentes con elementos discretos para líneas de transmisión de longitud cuarto de onda se puede aplicar para reducir el tamaño de otros divisores/combinadores.

### 4. AGRADECIMIENTOS

Estos circuitos se desarrollaron dentro de un contrato entre ACORDE, INDRA-ESPACIO y el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria.

### 5. REFERENCIAS

- [1] Peter Viztmuller: "The RF Design Guide", Artech House, 1995.
- [2] Norm Dye and Helge Granberg: "Radio Frequency Transistors, Principles and Practical Applications", Butterworth-Heinemann, 1993.
- [3] A. Cidronali et al.: "A MMIC Lumped Element Directional Coupler with Arbitrary Characteristic Impedance and its Application", EUMC-2000, Paris.