

Consideraciones sobre el montaje de conectores para optimizar su respuesta en bandas milimétricas

Luis A. Tejedor Álvarez⁽¹⁾, José I. Alonso⁽²⁾, Jorge González Martín⁽¹⁾, Pablo Almorox González⁽²⁾
latejedor@eservicios.indra.es, ignacio@gmr.ssr.upm.es, jgomartin@indra.es, almorox@gmr.ssr.upm.es

⁽¹⁾Indra Sistemas S.A. C/La Madera s/n, 28850 Torrejón de Ardoz (Madrid)

⁽²⁾Dpto. de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones. Universidad Politécnica de Madrid.
Ciudad Universitaria s/n, 28040 - Madrid.

Abstract—Connectors are essential in many circuits to communicate with exterior world. When working in millimeter wave frequencies, connectors require very tight tolerances and being mounted exactly in the correct way. Main problems which use to appear when working with millimeter wave connectors have been collected in this article. Besides that, some basic guidelines to get optimal connector performance are given. To illustrate how these advices can improve connector operation, they have been used in a real case.

I. INTRODUCCIÓN

Existen muchos standards de conectores de RF y microondas para diferentes márgenes de frecuencia [1] [2]. Por ejemplo, los SMA funcionan hasta 18 GHz, los de 2,4 mm hasta 50 GHz y los de 1,85 mm pueden alcanzar 67,5 GHz. Sin embargo, elegir un standard capaz de trabajar a la frecuencia necesaria no garantiza un funcionamiento aceptable.

Utilizar o no una perla hermética, los parásitos originados en el conector y la transición a microstrip, la continuidad del plano de masa o el diámetro del pin son cuestiones que pueden determinar la respuesta del conector e, inevitablemente, afectan a todo el circuito.

En este artículo se ha utilizado un circuito real desarrollado en Indra Sistemas como punto de salida para estudiar los principales problemas de los conectores y las transiciones coaxial a microstrip en milimétricas, así como para proponer soluciones. Después, se han probado estas soluciones en una evolución del circuito original con resultados satisfactorios.

El conocimiento de estos problemas será de gran ayuda para futuros desarrollos.

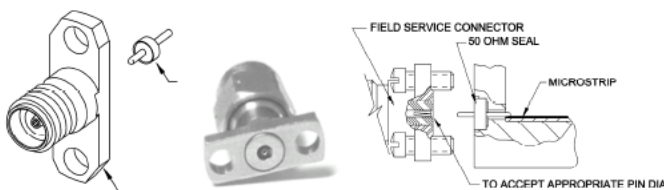


Fig. 1. Conector Southwest Microwave

II. DESCRIPCIÓN DEL CONECTOR Y PRIMERAS MEDIDAS

El conector elegido ha sido un Southwest Microwave 1414-04SF de 2,4 mm [3] con perla hermética, como puede verse en la figura 1.

El conector y la perla se montaron en la caja metálica de la figura 2.

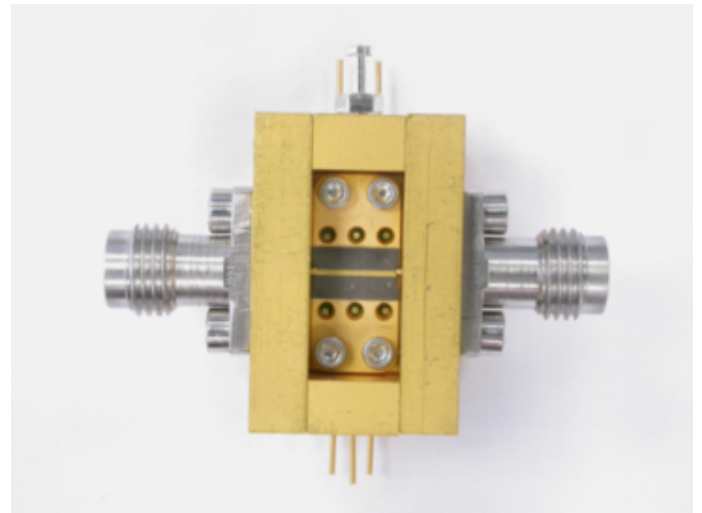


Fig. 2. Jig de pruebas

Dentro del jig se instaló una línea de 50 Ω para comprobar la respuesta del conector y la transición. La línea de transmisión se realizó sobre un sustrato Rogers RT Duroid 5880 [4], con $\epsilon_r = 2,2$ y 0.127 mm de grosor. En este sustrato, el ancho de la línea microstrip de 50 Ω son 0,4 mm. El sustrato se montó sobre un carrier de 1 mm de grosor, como en la figura 2.

El resultado de las medidas del circuito puede verse en la figura 3. Por encima de 7 GHz, las pérdidas son peores que 2 dB, con más de 5 dB a algunas frecuencias, y la adaptación llega a alcanzar 2 ó 3 dB en algunos puntos. El fabricante del conector asegura que sus conectores consiguen unas pérdidas inferiores a 2,8 dB y más de 20 dB de adaptación en casi toda la banda, lo que quiere decir que el mal comportamiento está causado por parásitos debidos a un montaje deficiente. En los siguientes apartados se analizarán las principales fuentes de problemas y se darán algunos consejos para evitarlos.

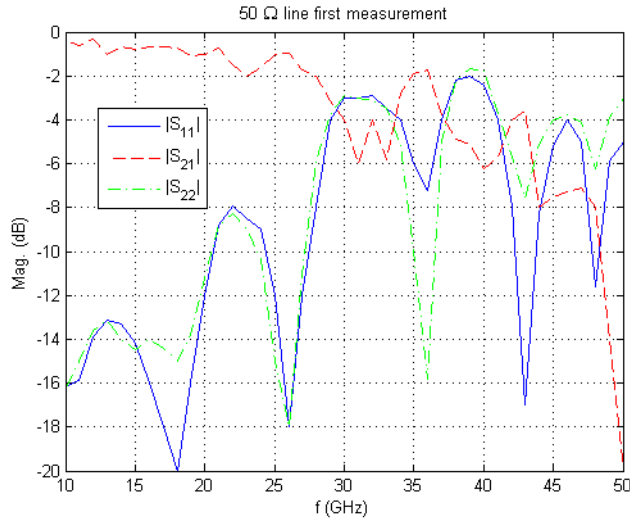


Fig. 3. Medidas iniciales de la línea de 50Ω

III. EFECTOS DE LA PERLA

La perla soldada en la pared de la caja funciona como dos tramos de coaxial con diferente radio. La primera sección tiene el radio y el ϵ_r de la perla, mientras la segunda es un coaxial de aire con el radio externo diseñado para conseguir una impedancia de 50Ω.

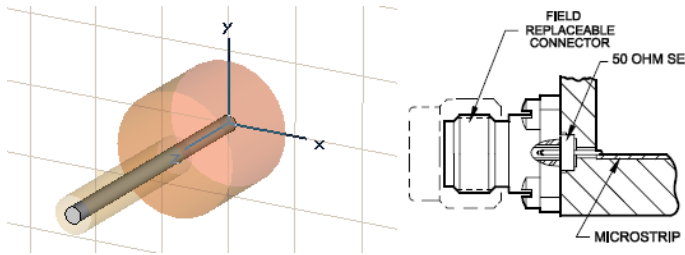


Fig. 4. Esquema de la perla en la pared

El cambio de dieléctrico y de radio introduce un efecto parásito que se modela como una capacidad en paralelo.

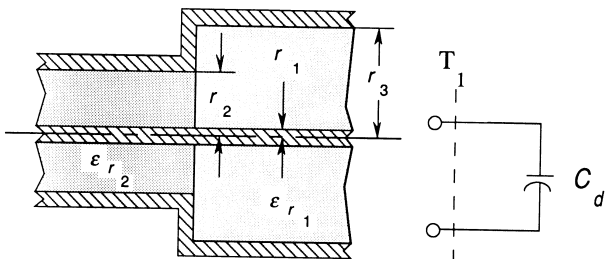


Fig. 5. Cambio de radio del coaxial y de dieléctrico

El valor de la capacidad puede calcularse con la ecuación siguiente [5] [6]

$$C_d(pF) = 2 \cdot \epsilon_{r2} \cdot \pi \cdot r_1 \cdot C'_{d2} \quad (1)$$

donde:

$$C'_{d2}(F/cm) = \frac{\epsilon}{100\pi} \left(\frac{\alpha^2 + 1}{\alpha} \ln \frac{1 + \alpha}{1 - \alpha} - 2 \ln \frac{4\alpha}{1 - \alpha^2} \right) + 4.12 \cdot 10^{-15} (0.8 - \alpha)(\tau - 1.4) \quad (2)$$

$$\alpha = \frac{r_2 - r_1}{r_3 - r_1} \quad (3)$$

$$\tau = \frac{r_3}{r_1} \quad (4)$$

Para reducir la capacidad parásita puede introducirse un tramo de coaxial intermedio, como en la figura 6.

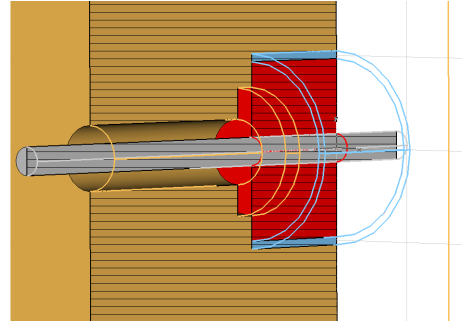


Fig. 6. Perla en la pared con tramo de coaxial intermedio

Por tanto, el circuito equivalente estará compuesto de una sección coaxial de 50Ω con las características de la perla, una capacidad en paralelo debida al salto entre la perla y el tramo intermedio, un tramo de coaxial de aire, otra capacidad en paralelo debida al salto entre la sección intermedia y el coaxial de aire de 50Ω, y un tramo final de coaxial de aire de 50Ω.

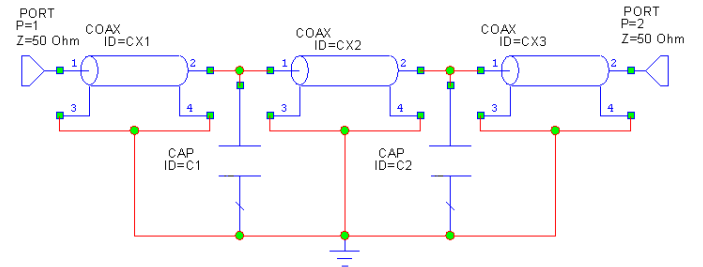


Fig. 7. Circuito equivalente a la perla, el tramo intermedio y el coaxial de aire final

En este esquema hay 2 capacidades en vez de una, pero sus valores son más pequeños, al igual que sus efectos negativos. Las dimensiones de la sección coaxial intermedia pueden optimizarse con un simulador electromagnético 3D [7] para minimizar las pérdidas y optimizar la adaptación.

IV. EFECTO DEL CARRIER

Mantener la continuidad del plano de masa es algo clave para mejorar la adaptación de la transición. El uso de carrier aumenta la distancia del camino de masa degradando la respuesta. Para mostrar este efecto se han realizado dos simulaciones electromagnéticas (figuras 8 y 9). En la primera los sustratos están situados sobre carriers diferentes mientras en la segunda ambos comparten el mismo plano de masa.

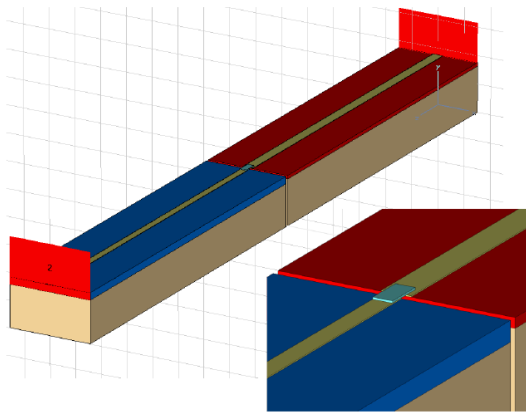


Fig. 8. Transición entre carriers diferentes

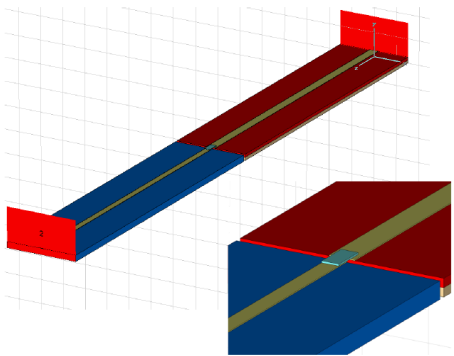


Fig. 9. Transición entre dos sustratos sobre el mismo carrier

Las gráficas 10 y 11 muestran una importante mejora en el caso en que hay un plano de masa continuo. La consecuencia es que pegar el sustrato directamente sobre la caja es mejor que usar un carrier, especialmente en frecuencias de milimétricas.

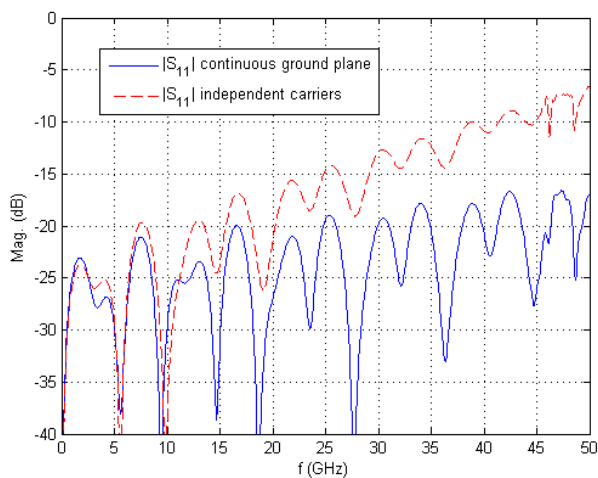


Fig. 10. Adaptación con y sin carrier

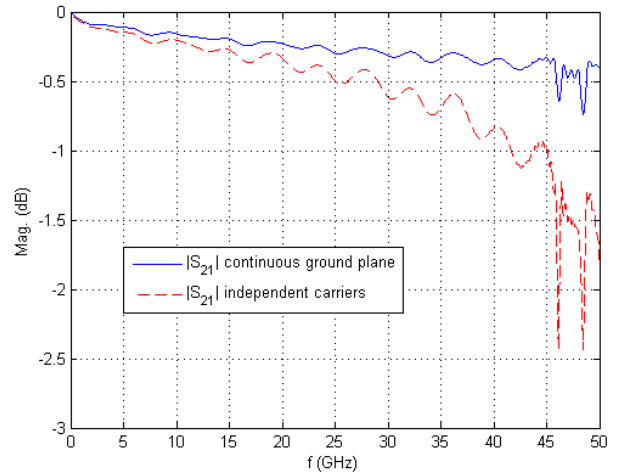


Fig. 11. Pérdidas con y sin carrier

V. EFECTOS DE LA TRANSICIÓN DE COAXIAL A MICROSTRIP

A. Continuidad del plano de masa

Otra cuestión clave para conseguir bajas pérdidas y alta adaptación es la continuidad del plano de masa en la transición de coaxial a microstrip. Cuanto más corta es la distancia d (figura 12), mejor es la respuesta.

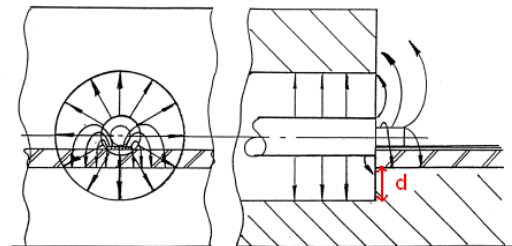


Fig. 12. Mala transición coaxial a microstrip

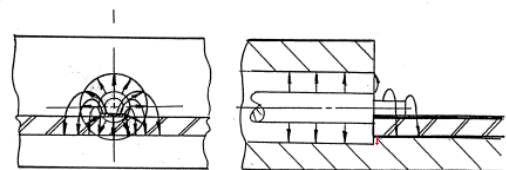


Fig. 13. Buena transición coaxial a microstrip

La distancia d depende del radio del pin, el radio externo del coaxial y el grosor del sustrato. El radio externo del coaxial está determinado por el radio del pin y la impedancia de 50Ω que debe presentar el coaxial. Por lo tanto, los únicos parámetros de diseño son el radio del pin y el grosor del sustrato. Ambos deben elegirse con cuidado tratando de minimizar d .

B. Efecto del pin y otros parásitos

Hay otros parásitos debidos a la geometría de la transición. Entre el pin y la caja aparece una capacidad en paralelo adicional, la longitud del pin introduce una inductancia serie y

entre el final del pin y el plano de masa aparece otra capacidad en paralelo (figuras 12 y 13). Estos parásitos son muy difíciles de controlar, porque dependen de dimensiones próximas a las tolerancias mecánicas o son inevitables con este tipo de montaje.

Así, el circuito equivalente final será el mostrado en la figura 14

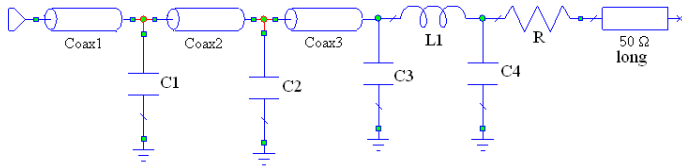


Fig. 14. Circuito equivalente a la perla, el salto de coaxial y la transición a microstrip

Los valores de los distintos elementos están recopilados en la siguiente tabla:

TABLE I
PARÁMETROS DEL CIRCUITO EQUIVALENTE

| C_1 (fF) | C_2 (fF) | C_3 (fF) | C_4 (fF) | L_1 (pH) | R (Ω) | long($^\circ$) |
|------------|------------|------------|------------|------------|------------------|------------------|
| 8.918 | 11.25 | 14.1 | 20.63 | 65.82 | 3 | 162.6 $^\circ$ |

VI. MEDIDAS FINALES

Se ha construido una nueva caja con una línea microstrip de 50 Ω en su interior teniendo en cuenta todos los aspectos analizados. Los conectores son Southwest Microwave 1414-04SF de 2,4 mm, el sustrato es RT Duroid 5880 con $\epsilon_r = 2,2$ y 0,127 mm de grosor, igual que en el primer circuito. Pero esta vez, la perla dentro de la pared tiene un tramo intermedio de coaxial, el carrier está pegado directamente con epoxy sobre la caja y la distancia d es mínima.

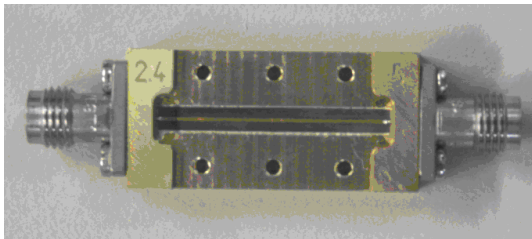


Fig. 15. Nueva línea microstrip

Tanto las pérdidas como la adaptación del nuevo diseño son claramente mejores que las del primero. Este resultado demuestra la utilidad de las pautas dadas.

VII. CONCLUSIONES

Para conseguir que un conector funcione en milimétricas no basta con elegir un estándar adecuado. Un correcto montaje que reduzca los parásitos en el tramo coaxial y mantener la continuidad del plano de masa en la transición son cuestiones esenciales para conseguir un buen funcionamiento. Las mejoras estudiadas se han probado con éxito en una línea microstrip de 50 Ω .

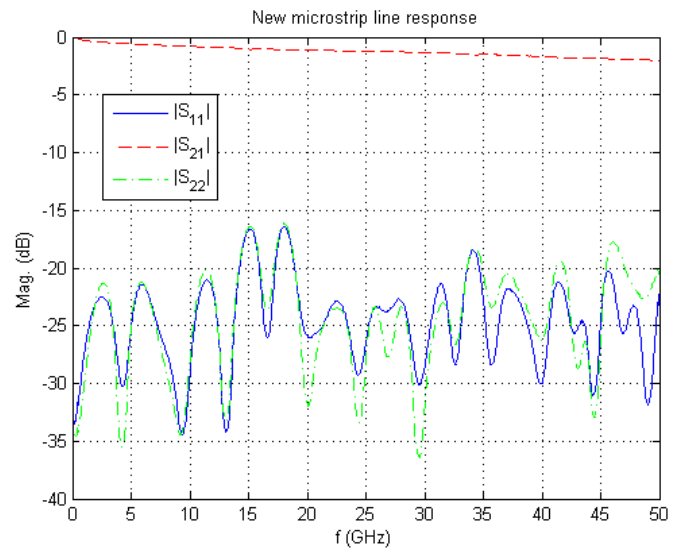


Fig. 16. Respuesta de la nueva línea microstrip

AGRADECIMIENTOS

Este proyecto ha sido realizado gracias a la financiación del proyecto P050935-556 de INDRA SISTEMAS S.A. y al proyecto TEC2005-07010-C02-01 del Ministerio de Ciencia y Tecnología.

REFERENCES

- [1] Mike Golio *The RF and Microwave Handbook*, CRC Press, 2001
- [2] Kuester, E.F. (2007) Department of Electrical and Computer Engineering, University of Colorado. [Online]. Available: <http://ece-www.colorado.edu/~ekuester/Coax/connchart.htm>
- [3] Southwest Microwave website. [Online]. Available: <http://www.southwestmicrowave.com>
- [4] Rogers Corporation website. [Online]. Available: <http://www.rogerscorporation.com>
- [5] Brian C. Wadell *Transmission Line Design Handbook* Artech House, 1991
- [6] Somlo, P. I., "The Computation of Coaxial Line Step Capacitances". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-15, No.1, January 1967
- [7] Daniel G. Swanson Jr., Wolfgang J.R. Hoefler *Microwave Circuit Modeling Using Electromagnetic Simulation* Artech House, 2003
- [8] Chramiec, J., Piotrowski, J. K., "Novel approach to the characterization of coaxial-to-microstrip transitions", in *27th European Microwave Conference and Exhibition* Sep 1997 Volume 2, pps: 697-702
- [9] Chramiec, J., Janiczak, B., Komisarczuk, J., Piotrowski, J. K., Gwarek, W., "CAD models of connectors and transitions used in hybrid microwave integrated circuits", in *28th European Microwave Conference* Amsterdam, 1998
- [10] Holtzman, R. "A Study of Transition Effects in Supercomponents" *Microwave Journal*, February 2005