

DISEÑO Y CARACTERIZACION DE HIBRIDOS MEDIANTE TECNOLOGIAS PLANARES EN LA BANDA V

G. García, L.L. Pradell

Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones. Grupo AMR
E.T.S.I. Telecomunicación, Universidad Politécnica de Cataluña
Apartado 30002, 08080 Barcelona

ABSTRACT

In this work the specific problems related to the design of millimeter-wave hybrids at 60 GHz are considered. Microstrip and finline technologies are studied and compared. Planar discontinuities, losses in dielectrics, tolerances and transitions to WR-15 waveguide are also studied. Experimental results are presented.

1. INTRODUCCION

El híbrido de 3 dB es un componente básico de los sistemas de microondas y milimétricas. Sin embargo, el diseño de híbridos en la banda V (50-75 GHz) presenta numerosos problemas debido a los efectos parásitos de las discontinuidades, las pérdidas en el dieléctrico y la influencia de las tolerancias. Generalmente el diseño es artesanal y laborioso, y no siempre se logra unos resultados del todo satisfactorios. Un problema adicional es el comportamiento poco adecuado de las transiciones a guía rectangular en frecuencias elevadas.

Se ha estudiado los problemas planteados en el diseño de diversos híbridos en las tecnologías microstrip y finline. Las soluciones propuestas han sido comparadas entre sí, determinándose los métodos de diseño más convenientes para compensar el efecto de las discontinuidades.

En cuanto a las transiciones, se ha estudiado y comparado entre sí algunas de las transiciones a guía rectangular comunmente utilizadas, junto con otras mejoras o alternativas, prestándose especial atención al efecto de las tolerancias.

2. HIBRIDOS EN MICROSTRIP

En primer lugar, antes de considerar otras alternativas más complejas, se procedió al diseño convencional y a la simulación mediante el programa de diseño MDS (H.P.) de tres de los híbridos mas comunes: de 90° en anillo (figura 1.a), de 90° en dos anillos (figura 1.b) y de 180° en anillo (figura 1.c).

A partir de estos tanteos se vio como el efecto de la variación en la frecuencia de la tangente de pérdidas del dieléctrico utilizado (Cuclad de $\epsilon_r=2.17$) es poco importante; mientras que el efecto de las uniones en T es crítico a 60 GHz, especialmente en los híbridos de 90°. El no considerar este efecto en los diseños produce en la simulación que lo tiene en cuenta una desviación apreciable de la frecuencia central, una diferencia significativa de potencia entre las dos salidas y unas pérdidas de retorno y aislamientos muy pobres. Por tanto, es evidente la necesidad de tener en cuenta este efecto en los diseños, o bien tomar medidas para minimizarlo.

El efecto de una unión en T de líneas microstrip es tanto mayor cuanto mayor es la relación entre las anchuras de las líneas y la longitud de onda (por este motivo, los diseños a frecuencias menores se ven mucho menos afectados por esta discontinuidad). Por tanto, interesan unas líneas microstrip lo más estrechas posibles dentro de los límites tecnológicos disponibles, que en nuestro caso son de 0.1 mm (135 ohm., para dieléctrico cuclad de $\epsilon_r=2.17$ y 0.254 mm de grosor). A partir de esta idea, se repitieron los diseños, pero esta vez tomando en lugar de $Z_0=50$ ohm. una Z_0 adecuada, de tal forma que la línea más estrecha de cada diseño fuese de 0.1 mm de anchura. Con esta medida tan simple las simulaciones dan lugar a unos comportamientos tolerables para aplicaciones que no sean demasiado exigentes en sus especificaciones. Por ejemplo, para el híbrido de 90° en anillo se logra un desequilibrio de la potencia de salida de 0.5 dB, una desviación de la frecuencia central de un 5 % y una pérdida de retorno y aislamiento del orden de 15 dB en la frecuencia de diseño.

Para mejorar aún más el comportamiento de los híbridos, el siguiente paso es tener en cuenta el efecto de las uniones en T en el diseño. Una opción consiste en lanzar una optimización mediante un programa de diseño como el MDS, la cual calculará unos valores óptimos de las anchuras y longitudes de las pistas que den lugar al comportamiento especificado. Sin embargo, este método requiere bastante tiempo de computación; además,

el resultado depende mucho de la forma en que se especifique al programa de diseño las prestaciones requeridas, y pueden ser necesarias varias tentativas de optimización. En consecuencia, se intentaron otros métodos más directos.

Una tentativa consistió en analizar los híbridos según los métodos propuestos en [1]. Las ecuaciones obtenidas permiten diseñar los híbridos para un acoplamiento diferente de 3 dB de forma que se oponga al desequilibrio de potencia ocasionado por la discontinuidad en T que se detecta en la simulación del diseño. Iterando varias veces, con este procedimiento se logra alguna mejora; pero a partir de un número determinado de iteraciones ya no se logra mejorar más. Lo mismo ocurre con el método propuesto en [2], de forma que ambos métodos son insuficientes para los diseños a 60 Ghz.

A pesar de todo, si se hace alguna modificación de la idea original de [2], es posible compensar completamente el efecto de las uniones en T. La idea inicial consiste en analizar los híbridos según el método propuesto en [1], pero añadiendo el efecto de cada "T" en la forma de su circuito equivalente; las ecuaciones resultantes se comparan con las obtenidas sin incluir el circuito equivalente de cada "T"; así se obtiene el valor de la impedancia de las líneas microstrip que se debe utilizar para compensar el efecto de las uniones en T. No obstante, estas nuevas impedancias dan lugar a unas uniones en T diferentes de las que se consideraron con las impedancias iniciales, de tal forma que se compensa el efecto de la "T" inicial cuando en realidad la "T" final es otra diferente. Por este motivo, el método original propone varias iteraciones, calculando nuevas impedancias que compensen el efecto de las consideradas anteriormente.

La nueva idea consiste en comparar también los dos conjuntos de ecuaciones, el que contiene el efecto de las "T" y el que no, pero esta vez los parámetros de las "T" considerados son los que corresponden a las impedancias finales. De esta forma, se obtiene directamente unas ecuaciones simples que permiten calcular directamente las impedancias que compensan definitivamente el efecto de las uniones en T. Utilizando este método se ha diseñado los híbridos de la figura 1, cuyo comportamiento según una simulación con el MDS se muestra en la figura 2.

Una vez diseñados estos híbridos, se comprobó que las desviaciones de las anchuras y longitudes de las líneas microstrip sobre los valores de diseño afectan mucho a su comportamiento, especialmente a los híbridos de 90°. Por este motivo, todos los diseños han sido optimizados con el programa MDS por el método del gradiente, ya que éste tiene como resultado una combinación de parámetros donde el gradiente de los mismos tiene pendiente mínima, con lo cual se disminuye en lo posible el efecto de las tolerancias de estos parámetros.

En cuanto a las pérdidas en el dieléctrico, se ha constatado que no afectan cualitativamente al comportamiento de los híbridos. Sin embargo, deberá minimizarse la longitud de las líneas de acceso al construir estos híbridos, para que las pérdidas no sean demasiado elevadas y no puedan enmascarar la medida del acoplamiento.

3. HÍBRIDOS EN FINLINE.

Los dos híbridos en finline más comunes son el propuesto por De Ronde [3] y el de slots acoplados (figura 3). No obstante, en este estudio se ha decidido el diseño y simulación del segundo, ya que para el primero los únicos métodos de análisis y diseño existentes en la literatura son bastante aproximados. En cambio, para el híbrido de finline coplanar existe un excelente método de simulación propuesto y verificado en [4]. Este método tiene en cuenta la discontinuidad de las líneas acopladas en el tramo donde se curvan, discretizándola en tramos de s y w constantes, los cuales son modelizados por sus impedancias y longitudes de onda en modo par e impar, que se calculan mediante análisis según el dominio espectral. Utilizando este método se ha verificado que los diseños medidos en [4] concuerdan en gran medida con su simulación.

Los métodos de diseño de este híbrido [5] sólo ajustan el acoplamiento en la frecuencia central y no tienen en cuenta el aislamiento ni la pérdida de retorno. Gracias a este método de simulación se puede comprobar si un diseño es satisfactorio; en caso contrario se deberá probar con otro diseño, hasta dar con uno conveniente. Ello da lugar a una serie de iteraciones de prueba y error que pueden ser consideradas en conjunto como un método de diseño; su principal inconveniente es que cada simulación resulta muy laboriosa. Por tanto, se ha tratado de encontrar algún método que reduzca el número de simulaciones necesarias para diseñar un híbrido de este tipo. El método propuesto se basa en lo siguiente: Si se simula un hipotético híbrido compuesto únicamente de un tramo de finline coplanar con s y w constantes y longitud igual a la mitad de su longitud para acoplamiento cero, se puede observar en él unos máximos de pérdida de retorno y aislamiento. Las frecuencias a las que ocurren estos máximos sólo dependen de w , habiendo para cada w un s óptimo que da los valores máximos. Por tanto, puesto que la simulación de este híbrido simple es muy sencilla, se propone simularlo para diferentes valores de w , hasta encontrar mediante prueba y error un valor de w que dé lugar a un máximo algo por encima de la frecuencia deseada, aproximadamente un 10 %. El siguiente paso sería variar de la misma forma s , hasta hallar el s óptimo para la w considerada. Finalmente, se debería simular el híbrido con las s y w escogidas, pero esta vez teniendo en cuenta el efecto de curvatura de los slots en los accesos. El efecto de esta discontinuidad hace

empeorar la pérdida de retorno y el aislamiento, pero conserva el máximo considerado en el diseño, aunque disminuye un poco la frecuencia en la cual está situado (por eso se debía escoger previamente un máximo en una frecuencia algo superior a la deseada). Puede ocurrir que el híbrido así diseñado no tenga el máximo justo en la frecuencia escogida; en este caso, únicamente se debería repetir el procedimiento completo unas cuantas veces más, escogiendo una w algo mayor para aumentar la frecuencia del máximo, o algo menor para disminuirla.

Siguiendo este procedimiento se ha diseñado un híbrido para $a=3.96$ mm, $b=1.88$ mm, $h=1.6$ mm, sustrato cuclad ($d=0.254$ mm, $\epsilon_r=2.17$) y $\beta=60^\circ$. El resultado ha sido $s=0.64$ mm, $w=0.3$ mm y $l_0=8.3$ mm. El comportamiento de este híbrido según la simulación se muestra en la figura 4.

4. TRANSICIONES DE MICROSTRIP A GUIA WR-15

Estas transiciones serán necesarias para poder medir los híbridos construidos en microstrip. Las dos opciones más utilizadas son las transiciones mediante finline y las transiciones mediante guía ridge (figura 5.a). Se ha preferido la segunda opción, ya que su diseño es mucho más simple que el de la primera.

En primer lugar se consideró la transición mediante ridge escalonada (fig 5.b), que representa un transformador de impedancias mediante secciones en $\lambda/4$. Se utilizó para su diseño el método desarrollado por Mathaei [6]. Antes de su construcción, se simuló el efecto de las tolerancias mecánicas y se vio que podían llegar a ser críticas. Puesto que el efecto de estas tolerancias es mayor cuantas más secciones tenga la transición, ya que ello aumenta el número de variables indeterminadas, pero, por otra parte, cuanto mayor es el número de secciones mejor es el comportamiento nominal de la transición; parece lógico pensar que, especificadas unas tolerancias mecánicas, exista un número de secciones óptimo.

Este óptimo se puede hallar haciendo un análisis de Montecarlo de las transiciones con diferentes número de secciones. Al fijar las tolerancias mecánicas en 50 micras, para los diseños en la frecuencia central de 60 GHz con guía WR-15 y $w=1$ mm, el transformador de impedancias óptimo es el de tres secciones; el cual, para un ancho de banda del 10 %, tiene una pérdida de retorno de al menos 12 dB en un 90 % de los casos, según el análisis de Montecarlo efectuado.

Temiendo que estas prestaciones no fuesen suficientes, se consideró también otra alternativa: una transición mediante guía ridge con un perfil que varíase suavemente, en lugar de forma escalonada. Este tipo de transición tiene un valor nominal de adaptación mucho menor que el de las ridged escalonadas, sin embargo, son mucho menos sensibles al efecto de las tolerancias, lo cual hace su construcción menos crítica. En cuanto al perfil escogido, se optó por un perfil lineal, ya que era el único que se podía construir con los medios disponibles. Además, simulando en este tipo de transición el efecto de las tolerancias, se puede ver como en el peor caso su comportamiento es similar al esperado en transiciones con ridge escalonada diseñadas para una frecuencia central de 60 GHz; su único inconveniente es que, al ser unas transiciones bastante más largas, cabe esperar en ellas algo más de pérdidas.

En cuanto a la altura h del tramo de aleta de la guía ridge que se suelda a la pista microstrip, se escogió igual al grosor del sustrato más los planos de masa ($h=0.3$ mm), para que esta discontinuidad fuese lo menos brusca posible.

Finalmente, hay que decidir la anchura de la pista microstrip que debe ir soldada a la guía ridge, a fin de optimizar el comportamiento de la transición; en el caso de que el circuito microstrip necesitara una anchura diferente, bastaría con una transición microstrip a microstrip que adaptase entre sí las dos anchuras. A priori, las alternativas más naturales son: escoger una anchura tal que se adapten impedancias de microstrip y ridge en el punto de unión entre ambas (en nuestro caso $Z_0=75$ ohm. y $w=0.4$), o bien escoger una anchura de microstrip que coincida con la de la aleta de la ridge ($w=0.1$). De esta forma, para cada una de las transiciones ridge diseñadas se probaron ambas anchuras, junto con una anchura intermedia ($w=0.8$), para determinar cual es la anchura idónea.

5. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Tras medir las dos transiciones construidas, con cada una de las tres anchuras de pista que se consideraron, resultó con mejor comportamiento la de $w=0.4$ mm. En la figura 6 y 7 se muestran las pérdidas de retorno y las de inserción, respectivamente, de cada una de las dos transiciones para el caso de $w=0.4$ mm.

Como se puede apreciar, sus prestaciones son similares, si bien la escalonada se comporta algo mejor, especialmente en cuanto a pérdidas de inserción.

6. CONCLUSIONES

En el diseño de híbridos en microstrip o finline 60 GHz, la influencia de las discontinuidades es crítica.

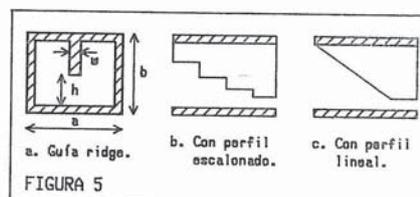
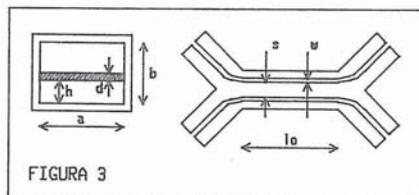
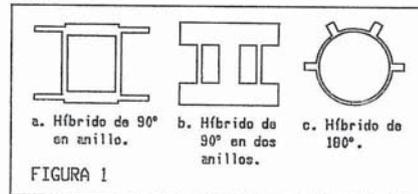
Para cada una de estas dos tecnologías se han desarrollado métodos que compensan sus efectos.

También se ha tenido en cuenta el efecto de las tolerancias en el caso microstrip, proponiéndose un método para disminuir sus efectos.

En cuanto a las transiciones de microstrip a guía WR-15, han sido comparadas entre sí dos transiciones mediante guía ridge: una escalonada y otra con perfil lineal. El comportamiento de ambas es similar, aunque la escalonada es algo mejor; sin embargo, la construcción de la lineal es menos crítica.

7. REFERENCIAS

- [1] J. Reed, G.J. Wheeler: "A method of analysis of symmetrical four-port networks", IRE Trans. Micr. Theor. & Techn., pp. 246-252, October 1956.
- [2] R.W. Vogel: "Effects on the T-junction discontinuity on the design of microstrip directional couplers", IEEE Trans. Micr. Theor. & Techn., pp. 145-146, March 1973.
- [3] F. de Ronde: "A new class of microstrip directional couplers", IEEE Int. Micr. Symp., pp 184-186, May 1970.
- [4] S. Labonté, W.J.R. Hofer: "Analysis and optimization of E-plane directional couplers", IEEE Micr. Theor. & Techn. Simp. Digest, pp 721-724, 1988.
- [5] H. Callsen, L.P. Schmidt, K. Solbach: "Broadband finline directional couplers", translated from german in Bhartia, Pramanick, "E-plane integrated circuits", Artech House, 1987.
- [6] G.L. Mathaei, L. Young, E.M. Jones: "Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures", McGraw-Hill, 1964.
- [7] B. Bharathi, K. Shiban: "Analysis, design and applications on fin lines", Artech House, 1987.



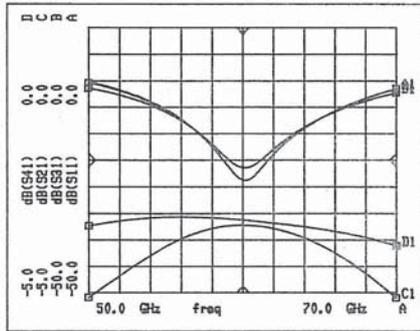


FIGURA 2.A. Híbrido de 90° en anillo.

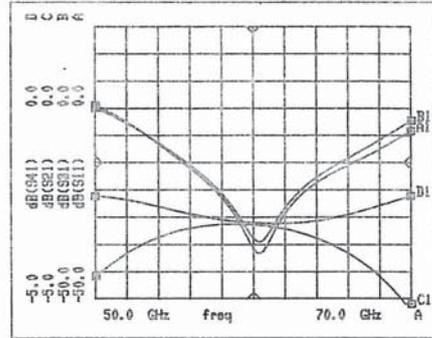


FIGURA 2.B. Híbrido de 90° en dos anillos.

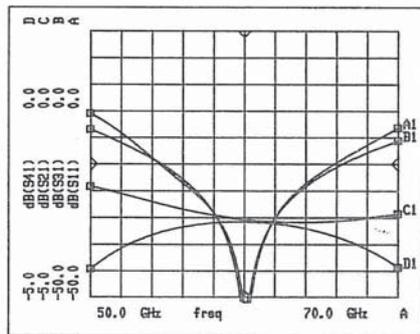


FIGURA 2.C. Híbrido de 180° en anillo.

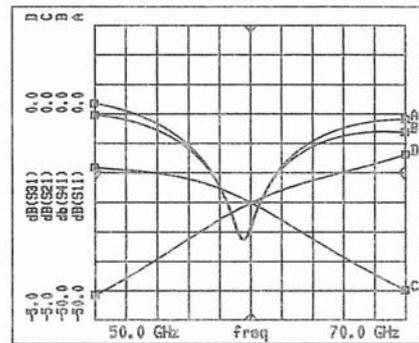


FIGURA 4. Híbrido en finline coplanar.

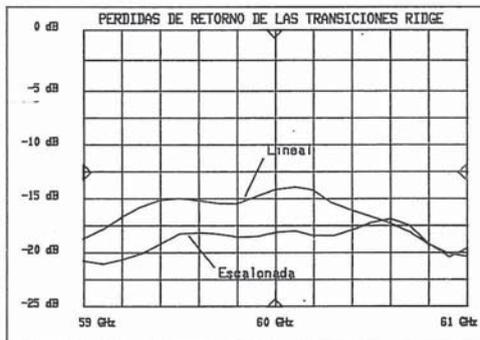


FIGURA 6

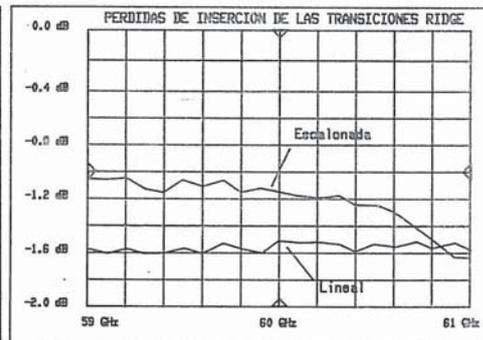


FIGURA 7