Híbrido criogénico de 3dB 90° para la banda de 4-12GHz

IT-OAN 2008-13

I.Malo, J.D.Gallego, M.C.Diez

Centro Astronómico de Yebes Apdo. 148 19080 Guadalajara SPAIN Phone: +34 949 29 03 11 ext.208 Fax: +34 949 29 00 63

Diseño, fabricación y medida de un híbrido de 3dB y 90° que funciona a temperaturas criogénicas en la banda de 4 a 12 GHz.

Fecha jueves, 11 de septiembre de 2008



Indice:

1. INTRODUCCION	5
2. DISEÑO DEL HIBRIDO	7
2.1. Qué es un híbrido.	
2.2. Elección de la estructura.	
2.3. Estructura de líneas acopladas.	
2.3.1. Tipos de estructuras de líneas acopl.	
2.3.2. Mecanismo de acoplo	
2.3.3. Acoplador de tres secciones de $\lambda/4$.	
2.4. Diseño.	
2.4.1. Proceso de Diseño.	
2.4.2. Proceso de optimización con Momentum.	
2.4.3. Anotaciones sobre el diseño.	
2 110 1 210 W 20 20 20 20 20 20 20 20 20 20 20 20 20	
3. FABRICACIÓN	33
3.1. Materiales.	
3.2. Herramientas.	
4. PROCESO DE FABRICACIÓN	35
4.1. Línea de 50 Ω.	35
4.1.1. Layout de la línea de 50 Ω.	35
4.1.2. Ajustes mecánicos del sustrato a la caja	
4.1.3. Transición conector-pista.	38
4.2. Híbrido en caliente.	44
4.2.1. Layout del Híbrido.	44
4.2.2. Medida del híbrido.	46
4.3. Híbrido en frío.	
4.4. Repetibilidad.	55
5. CONCLUSIONES	59
6. LINEAS FUTURAS.	61
Anexo 1. Síntesis de una OBCS.	65
Anexo 2. Cálculo del bend óptimo.	
Anexo 3. Efecto del encapsulado.	
Anexo 4. Modos superiores en la stripline.	
Anexo 5. Plano de montaje del híbrido.	
Anexo 6. Plano de la caja.	
Anexo 7. Hoja de características de los materiales empleados	
Anexo 8. Características de la LPKF ProtoLaser 200.	



Indice de Figuras:

Figura 1. Esquema de amplificador balanceado	
Figura 2. Receptor 2SB.	
Figura 3. Puertas de un acoplador direccional (estructura backward)	7
Figura 4. Líneas acopladas en microstrip asimétricas.	
Figura 5. Líneas simétricas no uniformemente acopladas	10
Figura 6. Estructuras de líneas acopladas planas .	10
Figura 7. Parámetros de la estructura "offset broadside coupled stripline".	11
Figura 8. Modos par e impar.	12
Figura 9. Acopladores de una y tres secciones en λ /4.	13
Figura 10. Relación entre el rizado del acoplamiento y el ancho de banda [9]	
Figura 11. Acop. etapas extremos respecto etapa central (k'/k) vs. rizado del acoplamiento	15
Figura 12. Diseño y simulación del híbrido 4-12GHz.	
Figura 13. Parámetros geométricos de la estructura.	18
Figura 14. Optimización de la estructura con tres líneas acopladas CLIN	19
Figura 15. Resultado de la optimización de la Figura 14.	
Figura 16. Cruce de los puertos en pista central. Simulación de estructura final con y sin cruce	25
Figura 17. S(1,1) de los distintos bend.	
Figura 18. Layout de la línea de 50Ω modelada.	35
Figura 19. Simulación con Momentum de la línea de 50Ω en stripline.	
Figura 20. Layout del línea de 50Ω versión 1	36
Figura 21. Layout del línea de 50 Ω versión 2.	37
Figura 22. Caja del híbrido: Planta y alzado. Rebaje en la caja, en la posición de los conectores	38
Figura 23. Medida de la línea de 50ohmios.	38
Figura 24. Medida de la línea de 50 ohmios en el dominio del tiempo.	39
Figura 25. Modelo de la línea de 50 ohmios. Rebaje de diámetro: 2mm	
Figura 26. Medida y simulación del modelo de línea de 50ohm	39
Figura 27. Transición del conector.	40
Figura 28. Modelo de la línea de 50ohm con rebaje de 3mm de diámetro en la caja.	40
Figura 29. Medida de la línea de 50 Ω con rebaje de 3mm de diámetro en la caja, en el	
dominio del tiempo y de la frecuencia.	
Figura 30. Inductancia añadida a la discontinuidad capacitiva.	
Figura 31. Sustrato recortado 0.2mm.	
Figura 32. Sustrato recortado 0.2mm, sin lámina de mylar	
Figura 33. Sustrato recortado 0.4mm, sin lámina de mylar	
Figura 34. Sustrato recortado 0.6mm, sin lámina de mylar	
Figura 35. Híbrido modelado con Momentum, se denomina "MODELO"	44
Figura 36. Parámetros S del híbrido modelado con momentum "MODELO"	
Figura 37. Layout del híbrido "MODELO".	
Figura 38. Cruz realizada en el sustrato.	
Figura 39. Agujero circular para pin de centraje realizado en el sustrato.	45
Figura 40. Medida del hibrido "MODELO". Se comparan el camino directo y el acoplado en	
las medidas en transmisión de fase y amplitud.	46
Figura 41. Simulación de "MODELO" con Momentum, variando s de 23(rojo y azul) a 25μm	
(rosa y cian)	
Figura 42. Parámetro w02: Marca de la pista sobre el mylar (en negro).	
Figura 43. Medida del hibrido con las dimensiones de "MODELO" salvo w $02 = 36\mu m$	
Figura 44. Medida del hibrido con las dimensiones de "MODELO" salvo w $02 = 0\mu m$	49
Figura 45. Medida del hibrido "AMBIENTE". Pérdidas de retorno: -25dB, desbalance de	
amplitud: ±0.3dB, desbalance de fase: ±1°.	49



Centro Astronómico de Yebes

Hibrido criogénico de 3dB y 90° para la banda de 4-12GHz

I.Malo, J.D.Gallego, M.C.Diez

Figura 46.	Híbrido montado en su caja, conectorizado, sin el mylar ni el sustrato superior ni la	
	tapa de la caja.	50
Figura 47.	Detalle de montaje del híbrido.	50
Figura 48.	Marca del pin central sobre la pista.	51
Figura 49.	Sistema del criostato.	52
Figura 50.	Criostato de medida. CAY.	53
Figura 51.	Híbrido "AMBIENTE" medido a 19K. Pérdidas de retorno ≤ -22dB, desbalance de amplitud: ±0.3dB, desbalance de fase: ±2°.	53
Figura 52.	Pérdidas del híbrido: Temp. ambiente (azul) vs. criogénica (rojo)	
•	Medidas de COUPLER 8 y COUPLER 9 a temperatura ambiente con el VNA HP8510	
Figura 54	COUPLER 8: Medidas en el criostato a temperatura ambiente(A) y a 20K (C). Pérdidas de retorno: -22dB, desbalance de amplitud ±0.3dB, desbalance de fase: ±2°	56
Figura 55.	COUPLER 9: Medidas en el criostato a temperatura ambiente (A) y a 20K (C). Pérdidas de retorno: -22dB, desbalance de amplitud ±0.35dB, desbalance de fase: ±3.5°.	57
Figura 56	. Híbrido PE2059. Medida a 300 K. Pérdidas de retorno: -18dB, desbalance de amplitud ±0.3dB, desbalance de fase: ±2°	58
Figura 57	Híbrido PE2059. Medida a 19 K. Pérdidas de retorno: -19dB, desbalance de amplitud ±0.9dB, desbalance de fase: ±3°	58



Capítulo 1. INTRODUCCIÓN

En astronomía, las longitudes de onda milimétricas y submilimétricas son una potente herramienta para el estudio de la evolución de estrellas y galaxias, permitiendo a los astrónomos ver a través de las densas y frías nubes de polvo que pueblan el espacio interestelar, en las que nacen las estrellas y sus planetas. La rama de la astronomía que se dedica al estudio de estas frecuencias se denomina Radioastronomía y utiliza una instrumentación basada en antenas parabólicas muy distante de la instrumentación óptica para astronomía. En la observación a estas longitudes de onda la potencia recibida es tan baja que se requieren receptores muy sensibles de ultra bajo ruido. Se utilizan dos tipos de receptores: Los receptores coherentes heterodinos y los clásicos bolómetros.

Las nuevas líneas de investigación europeas en el diseño de receptores de milimétricas y submilimétricas para radioastronomía, dentro del programa AMSTAR (Advanced Millimeter and Submillimeter Techniques for Astronomical Research) [15], propone soluciones tecnológicas para la mejora de la sensibilidad de estos receptores.

Los receptores coherentes heterodinos convencionales para frecuencias de observación entre 100GHz y 1.2 THz presentan un esquema similar: Una primera etapa, denominada de RF, formada por un mezclador SIS ("superconductor-isolator-superconductor) o un mezclador HEB ("hot electron bolometer") cuya temperatura de operación es de 4K (por lo que se instala dentro de un criostato), y una segunda etapa, denominada de FI, cuyo primer elemento es un amplificador de bajo ruido (en adelante LNA), también refrigerado criogénicamente, en este caso a unos 12K, cuya temperatura de ruido es de unos 5K. El LNA está optimizado para bajo ruido, por lo que su reflexión de entrada es mala, con pérdidas de retorno en torno a -3dB. Para optimizar el funcionamiento del SIS es necesario que su salida esté adaptada. Para ello se coloca entre el SIS y el LNA un aislador refrigerado. El problema de esta solución consiste en las altas pérdidas de inserción de los aisladores, mayores de 1dB, que aumentan significativamente la temperatura de ruido del sistema (lo que reduce la sensibilidad del receptor). Hay que añadir además la escasa disponibilidad de estos aisladores y la alta variabilidad de las características eléctricas de los mismos, causada por el difícil proceso de ajuste manual tanto de la composición de la ferrita (cuyas propiedades varían con la temperatura) como del circuito en que se basa su funcionamiento. Para evitar el uso del aislador se propone sustituir la configuración aislador-LNA por la configuración de amplificador balanceado (Figura 1) formado por dos híbridos de 3dB-90° y dos LNAs, los cuatro refrigerados criogénicamente.

Centro Astronómico de Yebes

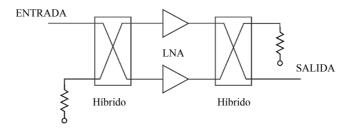


Figura 1. Esquema de amplificador balanceado.

De esta forma se mejora el coeficiente de reflexión de entrada del LNA. La redundancia del sistema hace del amplificador balanceado una estructura robusta frente a fallos, puesto que si un LNA falla el amplificador balanceado sigue funcionando aunque sus características se degraden, si bien plantea los inconvenientes de mayor disipación de potencia y dimensión del conjunto, ambos factores relevantes en el trabajo con criostatos.

Los nuevos receptores coherentes heterodinos, denominados 2SB (*sideband sepatating receiver*) que detectan simultáneamente las dos bandas laterales (Figura 2), utilizan un esquema distinto basado en un mezclador SIS de separación de banda lateral [1]. La salida de los mezcladores, actualmente en la banda IF de 4 a 8 GHz, se conecta a un híbrido de 3dB y 90° criogénico. Cada salida del híbrido se conecta a un amplificador LNA criogénico, obteniendo en cada puerta las bandas laterales separadas, esto es, en una puerta la banda USB (Upper Side Band) y en la otra la LSB (Lower Side Band). Se plantea la posibilidad de aumentar la sensibilidad de los receptores 2SB incrementando la banda IF a 4-12 GHz [2], para lo cual es necesario el uso de híbridos de 4-12 GHz criogénicos.

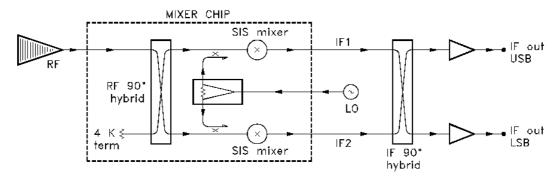


Figura 2. Receptor 2SB.

Tanto el amplificador balanceado en los receptores convencionales como el incremento de la banda de IF en los receptores 2SB necesitan un híbrido de 3dB y 90° que trabaje a temperaturas criogénicas, en la banda de 4 a 12GHz, con pérdidas de retorno de -20dB, desbalance de amplitud menor de 0.5dB, desbalance de fase menor de 5° y pérdidas de inserción menores de 1dB. Actualmente existen híbridos comerciales que cumplen las especificaciones a temperatura ambiente, pero que no están diseñados para trabajar a temperaturas criogénicas por lo que, al enfriarlos, empeoran dramáticamente su respuesta en transmisión y en reflexión. Además los conectores no están elegidos para trabajar a temperaturas criogénicas, por lo que con los ciclos térmicos aumenta el riesgo de que la unión del conector a la pista se rompa.

Este trabajo presenta el diseño, fabricación y medida de un híbrido de 3dB y 90° optimizado para trabajar a temperatura criogénica, que cumple satisfactoriamente las especificaciones requeridas.



Capítulo 2.

DISEÑO DEL HIBRIDO

2.1. Qué es un híbrido.

Un híbrido es un acoplador direccional con características específicas. Un acoplador direccional es una estructura acoplada de cuatro puertos. En el supuesto de que los cuatro puertos estén adaptados y con la condición de que no haya pérdidas, la matriz de parámetros S del acoplador cumple simultáneamente que:

- ✓ Es simétrica: $s_{ij} = s_{ji}$, para todo $j \neq i$ (por ser una red recíproca). ✓ $s_{ii} = 0$, para i = 1,...,4. ✓ Es unitaria (por ser sin pérdidas).

Cuando el acoplamiento es del tipo denominado "backward", siguiendo la numeración de puertos de la Figura 3 y suponiendo que la fuente se conecta al puerto 1, la puerta 4 es la que recibe mayor potencia, y se denomina puerta directa, la puerta 2 recibe la potencia que se acopla, y se denomina puerta acoplada, y la puerta 3 no recibe nada de potencia, por lo que se denomina puerta aislada.

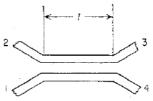
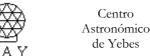


Figura 3. Puertas de un acoplador direccional (estructura backward).

Se denomina "backward" cuando la onda acoplada a la línea secundaria viaja en sentido opuesto al de la onda incidente en la línea principal.

Los parámetros de calidad del acoplador direccional son los siguientes:



Hibrido criogénico de 3dB y 90° para la banda de 4-12GHz

I.Malo, J.D.Gallego, M.C.Diez

✓ <u>Acoplamiento</u>: Es la relación, en potencia o en tensión, entre la señal en la puerta de entrada y la señal en la puerta acoplada. Se define como un valor positivo, si bien en realidad es un valor negativo.

$$\begin{split} C_w &= 10 \cdot \log \frac{W_{in}}{W_{aco}} \equiv 10 \cdot \log \frac{1}{\left|s_{12}\right|^2}, \text{ en dB} \\ C_v &= 10 \cdot \log \frac{E_{in}}{E_{aco}} \equiv 10 \cdot \log \frac{1}{\left|s_{12}\right|}, \text{ y por tanto, } C_w = C_v^2 \end{split}$$

✓ <u>Aislamiento</u>: Es la relación entre la potencia en la puerta de entrada y la potencia en la puerta aislada. Se define como un valor positivo, si bien en realidad es un valor negativo.

$$I = 10 \cdot \log \frac{W_{in}}{W_{ais}} \equiv 10 \cdot \log \frac{1}{|s_{13}|^2}, \text{ en dB}$$

En un acoplador ideal, el aislamiento debería ser infinito. En la práctica es función de la tecnología en que se realice el acoplador y de las tolerancias mecánicas, lo que significa que también es función de la frecuencia. En guía-onda, se obtienen valores medios de unos 30dB, en stripline de unos 25dB mientras que en microstrip el aislamiento se encuentra en torno a los 20dB [3].

✓ <u>Directividad</u>: Se define como la relación entre la potencia en la puerta acoplada y la potencia en la puerta aislada. Se define como un valor positivo, si bien en realidad es un valor negativo.

$$D = 10 \cdot \log \frac{W_{aco}}{W_{ais}} = 10 \cdot \log \frac{|s_{12}|^2}{|s_{13}|^2}$$
, en dB

En un acoplador ideal, la directividad es infinita. Al igual que el aislamiento, en la práctica, la directividad alcanzable depende de la tecnología y de las tolerancias mecánicas, pero también depende de la desadaptación de las velocidades de fase del modo par e impar y del valor del acoplamiento de diseño. Cuanto mayor desadaptación de las velocidades, peor directividad. Cuanto mayor es el módulo del acoplamiento, peor es la directividad. Por ejemplo, para un acoplador en microstrip de 10dB de acoplamiento y 18dB de directividad, aumentar el módulo del acoplamiento a 20dB supone reducir la directividad a 10dB.

El híbrido de 3dB y 90° es un tipo de acoplador direccional, en el que la potencia en las puertas directa y acoplada es igual y el desfase es 90°.



Hibrido criogénico de 3dB y 90° para la banda de 4-12GHz

I.Malo, J.D.Gallego, M.C.Diez

2.2. Elección de la estructura.

La forma más simple de realizar un acoplador direccional es utilizar líneas acopladas [4]. También es posible obtener acoplamientos fuertes con diseños como el branch-line, rat-race, lange, acopladores tandem o multilayer.

Los acopladores branch-line y rat-race tienen una limitación inherente: Son de banda estrecha, esto es, su banda es menor del 20%.

En cuanto al diseño Lange [5], cuando N vale 4 y el acoplamiento es de 3dB, se obtienen dimensiones s/h del orden de 0.06 y w/h del orden de 0.38 [6] (siendo s la separación entre líneas, w la anchura de las líneas y h el espesor del sustrato), de manera que para sustratos de espesor 0.508mm (20mills) la separación entre líneas es de unas 30μ m y la anchura de las líneas 190μ m. Su fabricación se hace difícil debido a la pequeña separación entre líneas.

El acoplador tandem consiste en la conexión en tandem de dos acopladores de menor acoplamiento [7]. Por ejemplo, puede construirse un acoplador de 3dB a partir de dos acopladores de 8.34dB, pero su análisis es más complejo que en el caso del acoplador de líneas acopladas.

Por último, los "multilayer tight coupler" requieren el uso de tecnología MMIC por lo que se descartan para nuestro diseño.

Por tanto, el diseño del híbrido en la banda de 4 a 12GHz se centra en una **estructura de líneas acopladas.**



2.3. Estructura de líneas acopladas.

Cuando dos líneas de transmisión no encapsuladas se sitúan muy próximas una a la otra, una fracción de la potencia presente en una de ellas (línea principal) aparece en la otra (línea secundaria). Esto es debido a que se produce una interacción o acoplamiento de sus campos electromagnéticos. La potencia acoplada es función de las dimensiones físicas de la estructura, del modo de propagación (TEM o no-TEM), de la frecuencia de trabajo y de la dirección de propagación de la potencia por la línea principal (forward, backward) [4].

Las estructuras de líneas acopladas se utilizan en la fabricación de distintos circuitos de microondas, como por ejemplo, en acopladores direccionales, filtros, baluns, redes de transformación de impedancias, resonadores, bobinas, condensadores interdigitales, de blocks, etc.

2.3.1. Tipos de estructuras de líneas acopladas.

Las estructuras de líneas acopladas generalmente están formadas por dos líneas de transmisión, aunque pueden estar formadas por más de dos líneas. Dichas líneas pueden tener cualquier forma (rectangulares, trapezoidales, con wiggles o sin ellos...). Pueden ser *simétricas* (i.e. cuando las líneas tienen las mismas dimensiones físicas) o asimétricas (Figura 4). La separación entre las líneas puede ser constante (en cuyo caso se dice que las líneas están *uniformemente acopladas*) o variable (i.e. no uniformemente acopladas, Figura 5).

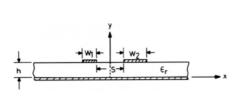


Figura 4. Líneas acopladas en microstrip asimétricas.

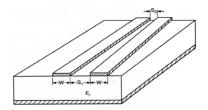


Figura 5. Líneas simétricas no uniformemente acopladas.

Las estructuras de líneas acopladas están disponibles en todos los tipos de líneas de transmisión, guías dieléctricas y guía-ondas. Líneas coaxiales, striplines, líneas microstrip, broadside striplines, coplanar waveguide; image, insular e inverted strip dielectric guides, son las formas planas más populares (Figura 6).

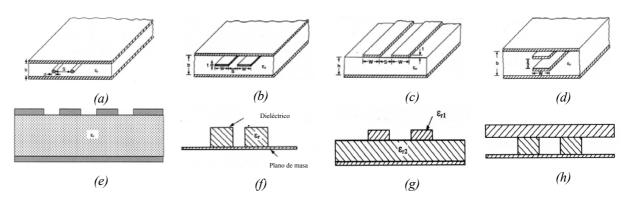


Figura 6. Estructuras de líneas acopladas planas: (a) Líneas coaxiales, (b) striplines, (c) microstrip, (d) broadside striplines, (e) guía onda coplanar, (f)(g)(h) image, insular e inverted strip dielectric guides.



Cuanto más próximas están las líneas de transmisión entre sí, mayor es la capacidad mutua entre ellas y, por tanto, el acoplamiento. Cuando las líneas están situadas una al lado de la otra (como es el caso de las líneas en tecnología microstrip), para obtener acoplamientos intensos el espacio entre las líneas es tan pequeño que no es posible fabricarlo con técnicas de fotolitografía convencionales. La limitación práctica del espacio entre líneas limita el acoplamiento a valores del orden de 8dB en el caso de líneas acopladas de secciones en $\lambda/4$. Cuando las líneas se sitúan una debajo de la otra (como es el caso de las líneas en tecnología **stripline**), la superficie de acoplamiento puede ser mucho mayor, consiguiéndose acoplamientos intensos, de 2 ó 3 dB. A estas estructuras se las denomina "broadside-coupled lines" o líneas acopladas lateralmente, y cuando el medio dieléctrico es homogéneo, la estructura soporta modos TEM.

Las guíaondas dieléctricas (*coupled dielectric waveguide*) soportan modos no-TEM, permiten realizar acopladores forward-wave y se utilizan fundamentalmente en frecuencias milimétricas.

Por tanto el diseño del híbrido será una estructura de líneas acopladas en **tecnología stripline**, del tipo "broadside-coupled lines", que permite realizar acoplamientos intensos de 3dB.

La estructura "offset broadside coupled stripline" es más general que la "broadside coupled stripline", permitiendo un grado más de libertad puesto que el acoplamiento, además de depender de la separación entre las líneas, s, también depende (aunque en menor medida) del offset entre ellas, w0. Sus parámetros son los siguientes:

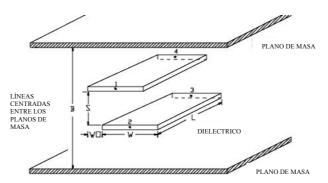


Figura 7. Parámetros de la estructura "offset broadside coupled stripline".

Parámetros mecánicos:

- ✓ wi: anchura de la línea de la etapa i-ésima.
- ✓ w0i: offset o desplazamiento lateral (en las coordenadas x,y) entre las líneas de transmisión de la etapa i-ésima (cada una situada en un sustrato).
- ✓ s: separación entre los sustratos (equivale al espesor de la lámina de mylar).
- ✓ Li: longitud de cada línea de transmisión de la etapa i-ésima.
- ✓ B: distancia entre planos de masa. (B = 2h + 2t + s)
- ✓ h: espesor del sustrato.
- ✓ t: espesor de las líneas.

Parámetros eléctricos:

- \checkmark ε_r : permitividad relativa del dieléctrico.
- \checkmark Z_o: impedancia característica (en nuestro caso 50 Ω)
- \checkmark Z_{oe} , Z_{oo} : impedancia del modo par y del modo impar.



2.3.2. Mecanismo de acoplo.

Las estructuras de líneas acopladas simétricas soportan dos modos de propagación: El modo par y el modo impar. La interacción entre estos modos induce el acoplamiento entre las dos líneas de transmisión y las propiedades de las estructuras acopladas simétricas se pueden describir en términos de una combinación lineal apropiada de estos modos. La distribución de campos para los modos par e impar es la siguiente:

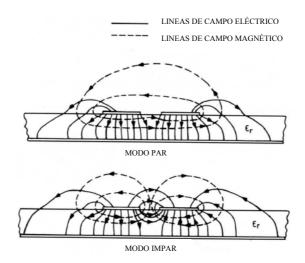


Figura 8. Modos par e impar.

El modo par se excita cuando los dos conductores se encuentran al mismo potencial. El modo impar, cuando se encuentran al mismo potencial pero de polaridad opuesta entre sí. Los modos par e impar tienen distinta impedancia característica y sus valores se hacen iguales cuando las líneas no están acopladas, por ejemplo, si la separación entre los conductores es muy grande. La velocidad de propagación de ambos modos es igual cuando las líneas de transmisión se encuentran rodeadas por un medio dieléctrico homogéneo, como es el caso de la stripline, y por tanto, la constante dieléctrica efectiva (y la velocidad de fase) de los modos par e impar es igual. En el caso de que el medio no sea homogéneo, como sucede en tecnología microstrip, los modos tienen velocidades de propagación diferentes.

El acoplamiento entre las líneas se puede expresar también en términos de las capacidades propia y mutua.

2.3.3. Acoplador de tres secciones de $\lambda/4$.

El acoplador más sencillo consiste en dos líneas de transmisión acopladas, para el cual la amplitud de la onda acoplada varía casi sinusoidalmente con la frecuencia, con acoplamiento máximo cuando la longitud de la región acoplada es un múltiplo impar de $\lambda/4$ (Figura 9a). Por esta razón este acoplador se diseña con una longitud de $\lambda/4$ para la frecuencia central de la banda. El acoplamiento se mantiene aproximadamente constante en una banda de una octava. Para conseguir bandas más anchas con acoplamientos más uniformes es necesario conectar en cascada un número impar de acopladores como el anterior (Figura 9b). El acoplador formado por tres secciones acopladas, cada una de longitud $\lambda/4$, se denomina "three-quarter-wavelength coupler".



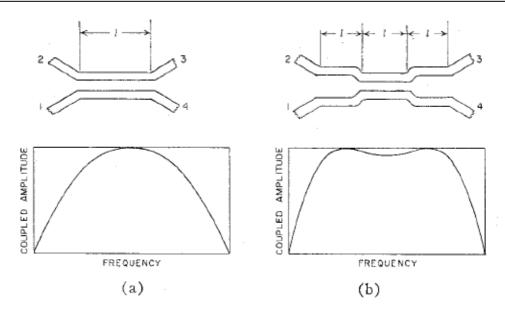


Figura 9. Acopladores de una y tres secciones en $\lambda/4$.

Barnett et al. [13] mostraron que podían conseguirse mayores anchos de banda conectando en cascada tres secciones en $\lambda/4$, si bien la fórmula dada para el cálculo teórico del acoplamiento solo es válida para acoplamientos débiles. Fue Shimizu and Jones [9] quienes propusieron la fórmula para el cálculo del acoplamiento en un acoplador "three-quarter-wavelength coupler", válida para cualquier valor del acoplamiento, asumiendo la condición dada por Cohn et. al [14] en el análisis teórico de acoplamientos fuertes que asegura que el acoplador formado por las tres secciones tendrá una adaptación perfecta a todas las frecuencias:

$$\sqrt{Z_{oo}Z_{oo}} = \sqrt{Z_{oo}'Z_{oo}'} = Z_{oo}$$

donde Z_{oe} y Z_{oo} son las impedancias par e impar de la sección central y Z_{oe} y Z_{oo} las de las etapas primera y tercera, respectivamente.

El acoplamiento viene dado por la siguiente fórmula para la cual V_2 es el voltaje en la puerta acoplada y V_1 el voltaje en la puerta principal, cuando los demás puertos están terminados con Zo:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-\left(\frac{k_0}{\sqrt{1-k_0^2}} + \frac{k}{\sqrt{1-k'^2}} + \frac{k}{\sqrt{1-k^2}}\right)\sin\theta}{\left\{\left[2 - \sqrt{\frac{(1+k)(1-k')}{(1-k)(1+k')}} - \sqrt{\frac{(1-k)(1+k')}{(1+k)(1-k')}}\right]\cos\theta} + \left[2 + \sqrt{\frac{(1+k)(1-k')}{(1-k)(1+k')}} + \sqrt{\frac{(1-k)(1+k')}{(1+k)(1-k')}}\right]\cos\theta} + j\left[\left(\frac{1}{\sqrt{1-k^2}} + \frac{2}{\sqrt{1-k'^2}} - \frac{3}{\sqrt{1-k_0^2}}\right)\sin\theta} + \left(\frac{1}{\sqrt{1-k^2}} + \frac{2}{\sqrt{1-k'^2}} + \frac{1}{\sqrt{1-k_0^2}}\right)\sin3\theta}\right]\right\}.$$



donde k_0 es el factor de acoplamiento en el centro de la banda del acoplador de tres secciones en $\lambda/4$, k es el mismo pero para el acoplador formado solo por la sección central y k' para el acoplador formado por la sección primera o tercera (supone que las secciones primera y tercera son iguales):

$$k_{0} = \frac{\frac{Z_{oe}}{Z_{oo}} \left(\frac{Z_{oo}'}{Z_{oe}'}\right)^{2} - 1}{\frac{Z_{oe}}{Z_{oo}} \left(\frac{Z_{oo}'}{Z_{oe}'}\right)^{2} + 1} \qquad k = \frac{\frac{Z_{oe}}{Z_{oo}} - 1}{\frac{Z_{oe}}{Z_{oo}} + 1} \qquad k' = \frac{\frac{Z_{oe}'}{Z_{oo}'} - 1}{\frac{Z_{oe}'}{Z_{oo}'} + 1}$$

La dirección del acoplamiento es "backward" (en vez de "forward"). Teóricamente este acoplador podría tener directividad infinita e impedancia de entrada constante a todas las frecuencias, sin embargo esto no es posible debido a las discontinuidades que se producen en la unión entre las etapas y a las tolerancias de fabricación.

El ancho de banda del diseño a realizar es de 3:1. Según [9] la amplitud del rizado del acoplamiento, para un acoplador de tres secciones en $\lambda/4$ cuyo rizado sea uniforme con la frecuencia, es de $\pm 0.1 dB$ mientras que en un acoplador de una sección es mayor de $\pm 0.5 dB$ (Figura 10). En la Figura 11 se observa que, para obtener acoplamientos prácticamente constantes (rizados de $\pm 0.1 dB$) es necesario que el acoplamiento entre las líneas de transmisión de las etapas externas (etapas 1 y 3) sea mucho menor que el de la etapa central, en concreto, k'/k = 0.18741. Esto significa que el acoplamiento final dependerá casi completamente de la geometría de la etapa central. Esta conclusión es de gran importancia en el control de la estructura durante el diseño. Esto también implica que las impedancias par e impar de las etapas 1 y 3, al estar poco acopladas, serán muy parecidas y de valor cercano a Z_o , en nuestro caso 50Ω . Sin embargo, las impedancias par e impar de la etapa 2 tendrán valores muy distintos entre sí.

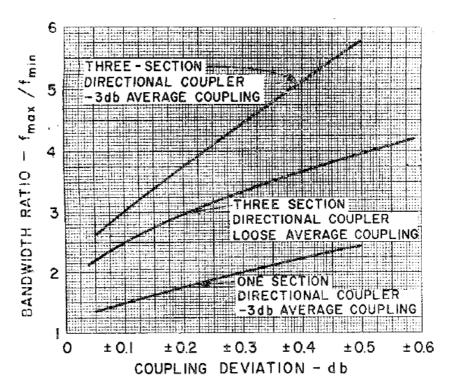


Figura 10. Relación entre el rizado del acoplamiento y el ancho de banda [9].



Hibrido criogénico de 3dB y 90° para la banda de 4-12GHz I.Malo, J.D.Gallego, M.C.Diez

k

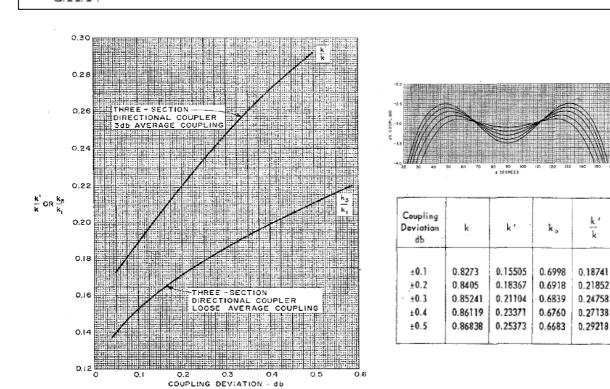


Figura 11. Acoplamiento de las etapas de los extremos respecto al de la etapa central (k'/k) vs. rizado del acoplamiento [9].



2.4. Diseño.

Según las consideraciones hechas en los apartados anteriores, el diseño del híbrido de 3dB y 90° en la banda de 4 a 12GHz se centra en un acoplador de tres secciones en λ /4 en tecnología stripline y con estructura "offset broadside coupled stripline". Las etapas 1 y 3 será iguales, esto es, w1=w3, w01=w03 y L1=L3.

Las fórmulas cerradas para el análisis y síntesis de dos líneas acopladas con estructura "offset broadside coupled stripline" las propuso J.P.Shelton [8]. Presentó dos conjuntos de fórmulas, uno para acoplamientos débiles y otro para acoplamientos intensos. En concreto para sintetizar una estructura, partiendo de la fórmula para acopladores TEM con las cuatro puertas adaptadas: $Z_{oe} \cdot Z_{oo} = Z_o^2$, definiendo $\rho = Z_{oe} / Z_{oo}$, con los valores de las variables independientes: Z_o , ρ y ϵ_r (Figura 7), para una estructura determinada cuya separación entre conductores, s, y separación entre planos de masa, s, se conocen, se obtienen los valores de s0. El modelo incluye sus limitaciones, esto es, el rango de valores de los parámetros dentro de los cuáles es válido. Los cálculos se incluyen en el Anexo 1. Este es el modelo en el que se basa el componente SOCLIN de ADS2005A [11]. El diseño se realiza con ayuda del software ADS2005A, y con la herramienta Momentum de ADS2006.

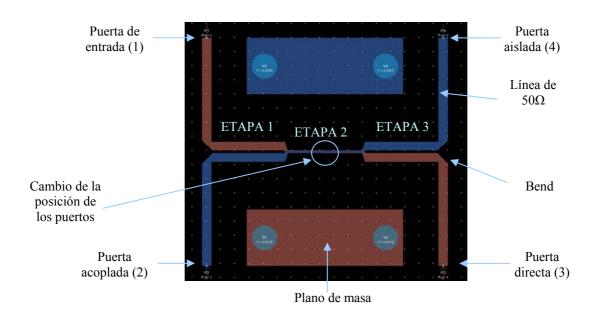
Inicialmente se selecciona el sustrato de 10mils de Rogers [17], RT6002, por ser el utilizado en los amplificadores de bajo ruido referenciados en el capítulo de introducción. Si bien el objetivo fue siempre diseñar y construir un híbrido independiente, la posibilidad de en un futuro incluirlo dentro del amplificador, como una parte más del mismo, resultaba interesante. Otra de las razones para elegir dicho sustrato era su utilización exitosa durante más de cinco años en la fabricación de dichos amplificadores a temperaturas criogénicas. La construcción del híbrido consiste en un sándwich formado por dos sustratos con una sola cara metalizada en la que se fresa la línea, separados por una lámina de aislante (mylar). Por tanto el espesor de los sustratos superior e inferior es igual, $h1 = h2 \equiv h$. El espesor de cobre de las pistas, t, es de $0.017\mu m$. Por tanto, las variables independientes de la estructura son: w1, w01, w2, w02, L1, L2, s, h. La distancia entre los planos de masa se calcula como: B = s + 2h + 2t. Las láminas de mylar comerciales tienen espesores concretos. Por ejemplo, el fabricante Goodfellow [16] ofrece láminas de espesor 6, 13 y 23 μm .

El híbrido obtenido al final del proceso de diseño es el siguiente:

```
Sustrato de 20mils, \epsilon_r : 2.94, \\ tg \ \delta : 0.0012, \\ Cu \ (\sigma : 5.88 \cdot \ 10^7 \ \text{S/m}) Mylar: Espesor (separación entre los sustratos): 23 \mu m \epsilon_r : 3, \\ tg \ \delta : 0.002.
```

Su layout, junto con la simulación del mismo, se muestra en la Figura 12.





Modelo creado con Momentum (22_opt_b)
Puerto 2: puerto acoplado; Puerto 3: puerto directo.

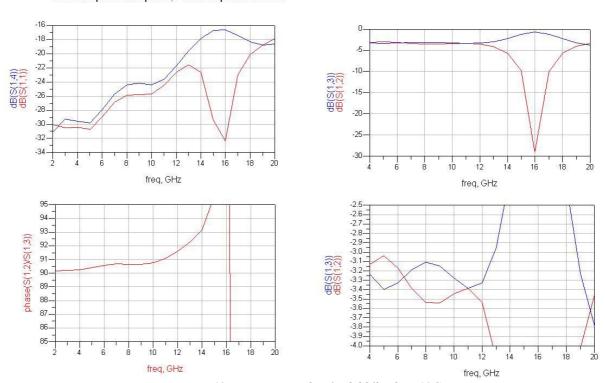


Figura 12. Diseño y simulación del híbrido 4-12GHz.



El valor de los parámetros geométricos es el siguiente:

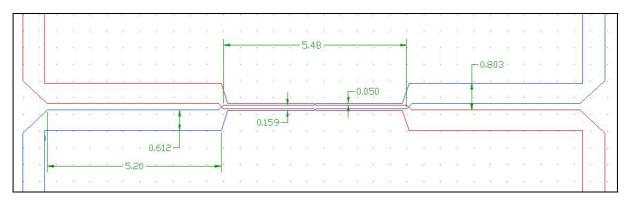


Figura 13. Parámetros geométricos de la estructura.

$w1 = 612 \mu m$	$w01 = 803 \mu m$	L1 = 5.2 mm
$w2 = 159 \mu m$	$w02 = 50 \mu m$	L2 = 5.48 mm

Las dimensiones relevantes para la elección del proceso de fabricación son la anchura de la línea más estrecha, que es 159µm, y el menor offset entre líneas de la misma etapa, que es 50µm.

2.4.1. Proceso de Diseño.

Se comienza el diseño usando líneas acopladas ideales, con el modelo CLIN. Para ello se optimiza el diseño de tres líneas acopladas en serie, con la herramienta ADS2005A [11]; se establecen los requisitos de optimización y se obtienen las impedancias par e impar de cada etapa, como se muestra en la Figura 14.

Este resultado inicial corrobora varias de las ideas resaltadas en el apartado "Acoplador de tres secciones de $\lambda/4$." Por un lado, que el diseño de estos acopladores permite acoplamientos de 3 dB con un rizado en torno a \pm 0.1dB en toda la banda, en el caso ideal de que no existan pérdidas. Por otro lado, que la etapa en la que principalmente se produce el acoplamiento es en la etapa 2. Como se mostró en la Figura 11 [9] cuanto menor es el valor k'/k (donde k' es el factor de acoplamiento, en la frecuencia central de la banda, de la etapa 1 y k el acoplamiento de la etapa 2), menor es el rizado del acoplamiento con la frecuencia.

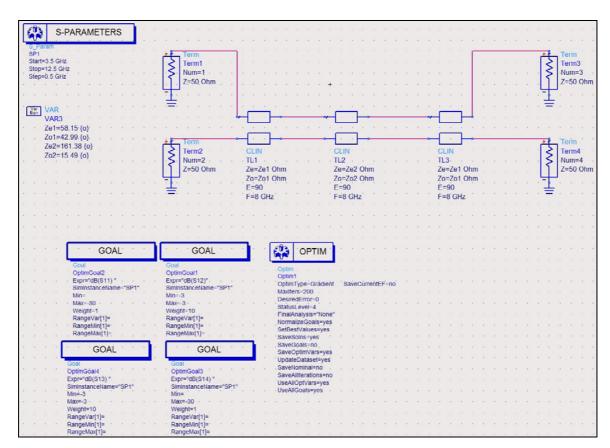


Figura 14. Optimización de la estructura con tres líneas acopladas CLIN..

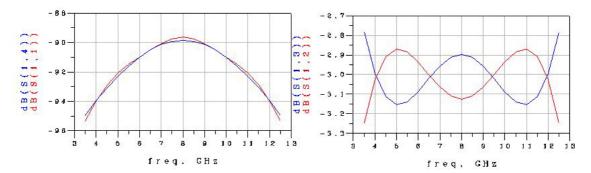


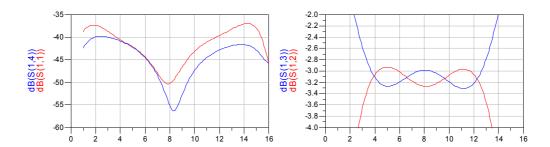
Figura 15. Resultado de la optimización de la Figura 14.



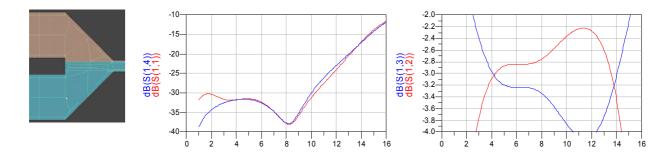


Con las impedancias par e impar de cada etapa obtenidas anteriormente, se calculan los parámetros geométricos de cada etapa a partir del método de J.P.Shelton [8], empleando las fórmulas para acoplamiento débil en las etapas 1 y 3 y las de acoplamiento intenso en la etapa 2. El problema que aparece es que la anchura de las líneas de la etapa 2, w2, es demasiado pequeña para poder utilizar el método de Shelton, por lo que los parámetros geométricos que se obtengan por este método para la etapa central no serán válidos. Puesto que el modelo SOCLIN de ADS2005A utiliza este método para obtener los parámetros geométricos, no es posible realizar el diseño final con ADS2005A; es necesario utilizar la herramienta de simulación electromagnética Momentum. Sin embargo, para facilitar la convergencia de los distintos procesos de optimización a realizar en Momentum, se calculan los parámetros geométricos con el método de Shelton [8] y se utilizan como valores iniciales de optimización en Momentum.

Hay una razón más importante aún para elegir Momentum como optimizador del diseño en lugar de ADS2005A. El modelo realizado con ADS2005A no tiene en cuenta las transiciones entre las etapas, esto es, supone que la transición entre ellas es perfecta. Sin embargo, debido a la geometría real de las etapas, es necesario añadir unas pistas en forma de triángulos que permiten unir las etapas (para que pueda pasar la corriente de una etapa a otra), que conforman la transición entre las etapas. Esto se observa en el siguiente ejemplo: Partiendo de un modelo geométrico obtenido mediante simulación en ADS con líneas acopladas del tipo SOCLIN, con los siguientes parámetros: s=0.023mm, w1=0.617mm, w2=0.129mm, w01=0.848mm, w02=0.012mm, L1=L2=5.4, con el modelo de ADS SOCLIN se obtiene:



Simulando la estructura anterior con Momentum, utilizando triángulos de 45° como transición, se obtiene que los parámetros de reflexión y aislamiento empeoran y los parámetros de transmisión se deforman de manera equivalente a lo que sucedería si en la estructura se hubiese disminuido la longitud de la etapa 2, L2, y el acoplamiento:



El triángulo, además de reducir la longitud efectiva de la etapa 2, introduce un elemento nuevo entre las etapas con unas impedancias determinadas que habrá que compensar modificando las impedancias de las etapas, principalmente las etapas 1 y 3.



Hibrido criogénico de 3dB y 90° para la banda de 4-12GHz

I.Malo, J.D.Gallego, M.C.Diez



Se comienza el proceso dibujando en Momentum la estructura a modelar electromagnéticamente, partiendo de los parámetros geométricos cuyos valores se obtienen bien utilizando directamente las fórmulas de Shelton o bien utilizando el optimizador de ADS2005A con el modelo de líneas SOCLIN (como se mostró en la Figura 14). Para facilitar la convergencia del optimizador de Momentum, los seis parámetros geométricos de la estructura se dividen en dos grupos, w1, w01, w2 y w02 por un lado, y las longitudes de las etapas L1 y L2 por otro. La secuencia de optimización es la siguiente:

- 1. Primero se optimizan los parámetros del primer grupo, dejando los valores del segundo grupo fijos, L1 = L2 = 5.4mm (que es $\lambda g/4$ a 8GHz).
- 2. Después se optimizan solo los parámetros del segundo grupo, dejando como valores de los parámetros del primer grupo los obtenidos en el paso anterior.
- 3. Se repite el paso 1, manteniendo el valor de L1 y L2 obtenidos en el paso 2.
- 4. Se repite el paso 2 con los valores de los parámetros del primer grupo obtenidos en el paso 3.
- 5. Se repiten los pasos anteriores, redondeando las dimensiones a la unidad de micra, y modificando manualmente algún parámetro según se desee corregir la tendencia del modelo.

La configuración de Momentum para todas las simulaciones es la siguiente:

- ✓ Configuración de la malla (mesh): Para la simulación de las corrientes longitudinales se utilizan los parámetros "Mesh frequency" y "Mesh density". La máxima frecuencia de optimización es el valor adecuado para "Mesh frequency". El valor de "mesh density" marca el mínimo número de celdas que se ajustan por cada longitud de onda. Se elige el valor de 30 cell/wavelength porque la desviación máxima entre la sinusoide (forma real del campo longitudinal) y la aproximación lineal del mismo es del 1%, como compromiso entre tiempo de procesamiento y precisión. Se utiliza el parámetro "Edge Mesh" que genera una malla más densa en lugares donde los flujos de corriente son críticos para el diseño, como es el caso de los bordes de los metales en líneas acopladas de acoplamientos intensos. Sin embargo se deja al programa que fije automáticamente el "edge width". De la misma forma se marca el parámetro "Transmision line with" si bien se deja que el programa ajuste automáticamente su valor. Con la combinación de ambos parámetros se consigue mayor precisión en la definición de las corrientes transversales y, por tanto, en los resultados obtenidos, sin afectar excesivamente el tiempo de procesamiento.
- ✓ Parámetros a optimizar: Por cada parámetro a optimizar hay que crear un nuevo dibujo de la estructura en el que sólo se modifica dicho parámetro, teniendo en cuenta que la estructura modificada debe mantenerse simétrica respecto de x e y. Después se incluyen en el formulario el nombre del parámetro a optimizar, su valor en la estructura inicial ("Nominal Value") y su valor en la estructura modificada ("Perturbed Value"). Los límites de variación de un parámetro durante la optimización se fijan con el botón "More" (por ejemplo, se fijaría el valor mínimo de variación de w a 100μm si por limitaciones de fabricación se estableciera que la anchura de las líneas, w1 y w2, sea mayor de 100μm). Al finalizar la optimización, Momentum completa el formulario con el valor "Optimal value" que es el resultado del proceso.

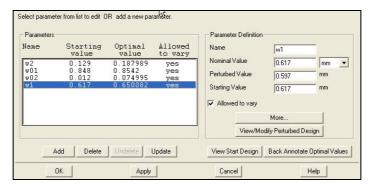


Figura 16. Pantalla de ADS: Parámetros de la optimización.

✓ <u>Objetivos del optimizador (Goals):</u> Se da más peso (W=10) a los parámetros en transmisión para obtener mínimo rizado. Se fijan -30dB para reflexión y aislamiento para que la estructura no limite estos valores. La reflexión estará limitada por la calidad de la transición entre la estructura y el conector coaxial.

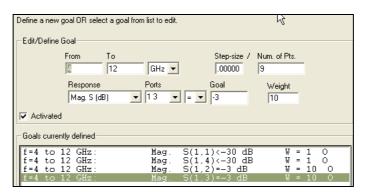


Figura 17. Pantalla de ADS: Objetivos de la optimización.

Con Momentum no es posible optimizar los parámetros que definen los materiales de la estructura (por ejemplo, ε_r), parámetros situados en el eje z de la estructura (por ejemplo, el espesor del sustrato), o parámetros que generen cambios en la topología del layout como el cambio del número de vértices de un objeto. Solo es posible optimizar los parámetros 2D del layout.

✓ <u>Tipo de optimización</u>: Se elige una optimización de mínimos cuadrados (L2) como compromiso entre calidad y velocidad de la optimización.



Figura 18. Pantalla de ADS: Tipo de optimización.



Hibrido criogénico de 3dB y 90° para la banda de 4-12GHz

I.Malo, J.D.Gallego, M.C.Diez

✓ <u>Iteraciones en la optimización</u>: Momentum crea una función que tiene en cuenta la variación de la respuesta del circuito frente a los objetivos, denominada "función objetivo". El optimizador modifica los parámetros de la estructura establecidos para reducir el valor de dicha función.

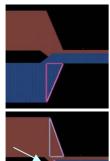
Figura 19. Pantalla de ADS: Proceso de optimización.



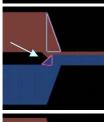
2.4.3. Anotaciones sobre el diseño.

En este apartado se comentan las modificaciones introducidas a mano en el diseño para mejorar determinadas características, como por ejemplo el ajuste manual de la longitud de las etapas o del solapamiento entre las líneas de la etapa central, así como la modificación de la posición de los puertos, la elección de las transiciones entre las etapas o el "bend" de las líneas de 50Ω . También se explica por qué se incluye un plano de masa entre los puertos de salida situados en el mismo lado del híbrido, cómo conseguir que el efecto de las paredes laterales sea despreciable y el cálculo de los modos superiores de la estructura.

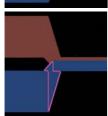
Transición entre las etapas.



Se analiza la estructura utilizando diferentes tipos de triángulos rectángulos como transición entre las etapas 1-2 y 2-3. Se concluye que el triángulo que menos afecta a la estructura es el triángulo rectángulo cuya altura es tres veces su base.



Después se observa una mejoría ligera recortando a 45° el final de la línea de la etapa2 (marcado con una flecha en el dibujo).



Sin embargo se observa un descenso claro, de unos 2dB, en los parámetros S(1,1) y S(1,4) relacionados con la reflexión de entrada y el aislamiento desplazando relativamente el triángulo-transición y el triángulo de la etapa 2, esto es, evitando que se produzca la discontinuidad a 45° del recorte de la línea de la etapa 2 y la del triángulo-transición en el mismo plano z de avance de la onda incidente.

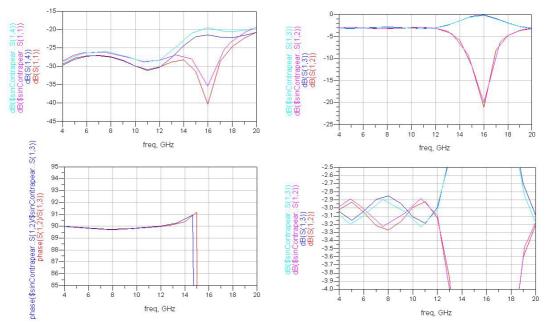


Figura 20. Efecto del desplazamiento entre las transiciones de las etapas.

Cambio de la posición de los puertos en la etapa 2.

Para facilitar la estructura de amplificador balanceado sería necesario que el híbrido tuviera la puerta de entrada y la aislada en el mismo lado y las puertas directa y acoplada en el otro lado, como aparece en la Figura 1. Esto se consigue cruzando las líneas de la etapa 2 entre sí, a 45° como se muestra en la Figura 21.

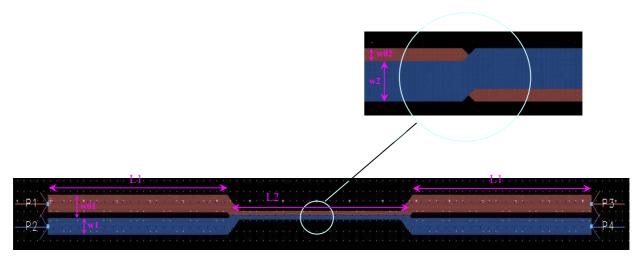


Figura 21. Cruce de los puertos en la pista central. Simulación de la estructura final con y sin cruce.

Se comprueba que los parámetros S del híbrido con el cruce en la etapa 2 a 45° apenas sufren variación.

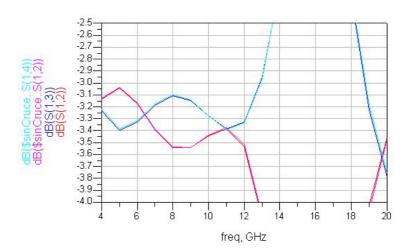


Figura 22. Comparación de la simulación de la estructura con los puertos cambiados vs. sin cambiar.



Cambio de los parámetros S al variar un parámetro geométrico de la estructura.

A continuación, apoyados en la herramienta de simulación Momentum, se presenta cómo se modifican los parámetros S del híbrido al cambiar un parámetro geométrico de la estructura. En el diseño, el ajuste final del valor de los parámetros L1 (longitud de las etapas 1 y 3), L2 (longitud de la etapa central) y w02 (solapamiento de las líneas acopladas de la etapa 2) se ha realizado manualmente en base a este estudio de variación.

✓ Variación con L1, esto es, de la longitud de las etapas 1 y 3 (inc/dec: +/- 0.2mm). El efecto sobre los parámetros en transmisión incide más notoriamente en la zona de alta de frecuencia: Al aumentar L1, el acoplamiento aumenta en alta frecuencia (los parámetros S en transmisión se solapan más) y disminuye en baja frecuencia. Al reducir L1 se produce el efecto contrario.

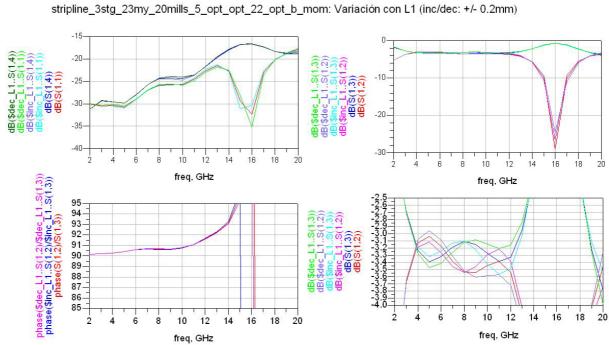


Figura 23. Simulación: Efecto de variar la longitud de las etapas 1 y 3.



✓ Variación con L2, que es la longitud de la etapa 2 (inc/dec: +/- 0.2mm). El efecto sobre los parámetros en transmisión también incide más notoriamente en la zona de alta de frecuencia: Al aumentar L1, el acoplamiento se reduce en alta frecuencia y aumenta en baja frecuencia. Al reducir L2 se produce el efecto contrario.

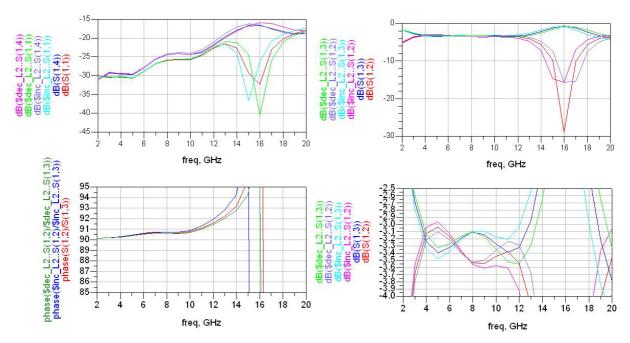
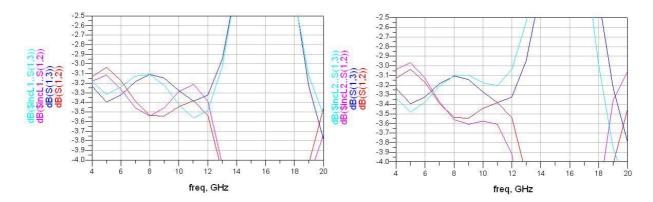


Figura 24. Simulación: Efecto de variar la longitud de la etapa 2.

En la siguiente gráfica se muestra el efecto del incremento en L1 y en L2, para facilitar la comparación.





✓ Variación con w02, solapamiento de las líneas acopladas de la etapa 2 (inc/dec:+/-0.01mm). Al aumentar el solapamiento entre las líneas, esto es, al reducir el valor de w02, el acoplamiento aumenta en toda la banda. Al aumentar el valor de w02 el acoplamiento disminuye en toda la banda.



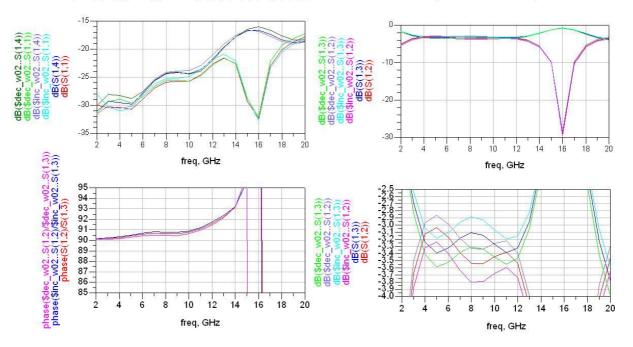


Figura 25. Simulación: Efecto de variar el solapamiento entre las líneas de la etapa 2.

✓ Variación con la separación entre líneas, "s": s=23μm frente a 21 y 25μm. Al disminuir la separación entre las etapas, aumenta el acoplamiento entre ellas y viceversa. Esto se observa en la siguiente simulación:

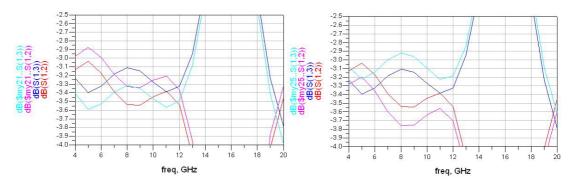


Figura 26. Simulación: Efecto de modificar el espesor del mylar, s.

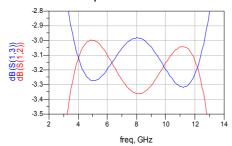
Centro

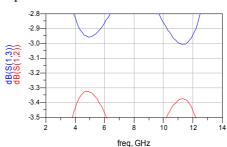
El primer diseño se basó en un sustrato de espesor 10mills, lo que nos conducía a una separación (espesor de mylar) entre las líneas de 6µm. El valor de los parámetros eléctricos era el mismo que en el modelo final (con sustrato de 20mills y s=23 μm) y el de los parámetros geométricos era el siguiente:

$w1 = 344 \mu m$	$w01 = 459 \mu m$	L1 = 5.15 mm
$w2 = 99 \mu m$	$w02 = 72 \mu m$	L2 = 5.37 mm

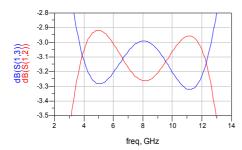
El problema de esta estructura era su alta sensibilidad a ligeras variaciones de los parámetros geométricos, por ejemplo, al espesor de la lámina de mylar para el cual el fabricante Goodfellow especifica una tolerancia del 20%. También era muy sensible a variaciones de w02 del orden de micras, precisión realmente difícil de conseguir en el proceso de fabricación. Por esta razón se decide aumentar el espesor del sustrato a 20mills. Con ello se consigue aumentar la separación entre las líneas, "s", a 23 µm manteniendo un acoplamiento similar aunque con un rizado ligeramente superior. Las dimensiones w1 y w01 prácticamente se duplican (por hacerlo el sustrato): Según las fórmulas utilizadas para el cálculo de la impedancia de una línea stripline ideal (de espesor nulo), las impedancias par e impar de las líneas no cambian al multiplicar por el mismo factor la anchura de la pista y el espesor del sustrato. Utilizando las fórmulas para el caso de una línea stripline real (de espesor t=0.017um) el resultado es solo ligeramente distinto, esto es, multiplicando por el mismo factor w y h la impedancia solo varía un 1% puesto que depende del cociente w/(h-t). En cuanto a w2 apenas cambia y w02 se reduce para conseguir el acoplamiento requerido. Se realiza un análisis de sensibilidad y se obtiene que el modelo con separación de 6µm es más sensible a alteraciones del valor w02 que el modelo con separación de 23µm. Por ser w02 especialmente difícil de ajustar en el proceso de fabricación, se eligió el modelo con separación de 23 µm en la construcción del híbrido.

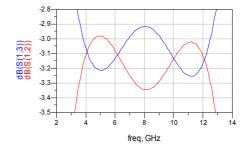
Modelo de s=6µm: efecto de aumentar en 5µm el parámetro w02.





Modelo de s=23µm: efecto de aumentar en 5µm el parámetro w02

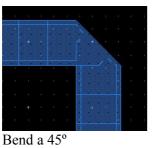






Bend adecuado para las líneas de 50ohmios de salida.

Para elegir la forma de la curvatura ("bend") de la línea de 50 ohmios que une los conectores con la estructura, se modela con Momentum diferentes líneas, todas con la misma anchura w pero con distintas curvaturas.







Bend "optimo"

Bend a 30°

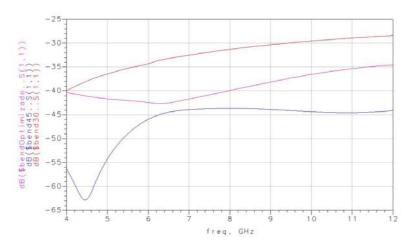


Figura 27. S(1,1) de los distintos bend.

Se puede elegir tanto el bend a 45° como el "óptimo" puesto que ambos son mejores en reflexión que la estructura. Los cálculos del bend óptimo se encuentran en el Anexo 2.

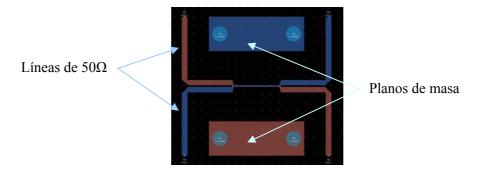


Hibrido criogénico de 3dB y 90° para la banda de 4-12GHz



Plano de masa.

En el diseño final, al introducir las líneas de 50 ohmios que conectan los puertos a la estructura, se observa que los parámetros S se alteran de una manera extraña. Esta alteración está producida por el acoplamiento que se produce entre estas líneas, paralelas dos a dos, a pesar de la separación que existe entre ellas (del orden de 15mm). En la estructura simulada con Momentum se introducen dos planos de masa que, sin interferir en el resto, evitan el acoplamiento entre las líneas.



Efecto de las paredes laterales.

Según [3] para el caso de una stripline formada por una sola línea, centrada, el efecto de las paredes laterales es despreciable cuando ésta se encuentra a una distancia mayor de 3 veces la anchura de la pista, lo que en nuestro diseño supone una distancia mayor que 1.86mm. Los cálculos se encuentran en el Anexo 3.

Modos de orden superior.

Los cálculos de los modos superiores se incluyen en el Anexo 4. No se excitan hasta frecuencias por encima de los 60GHz.



Centro Astronómico de Yebes

Hibrido criogénico de 3dB y 90° para la banda de 4-12GHz

I.Malo, J.D.Gallego, M.C.Diez



CAPÍTULO 3.

FABRICACIÓN

3.1. Materiales.

Para que el híbrido funcione a temperatura criogénica sin degradar sus características respecto a temperatura ambiente, todos los materiales elegidos para su fabricación presentan alta estabilidad térmica. Los materiales utilizados son:

Sustrato: Duroid RT/6002 (del fabricante Rogers Corporation.)

Es un compuesto de PTFE y cerámica, de alta estabilidad termomecánica y bajas

pérdidas eléctricas.

Espesor: 20 mils (0.508mm)

Una sola cara metalizada, Cu 0.5 oz. EDC.

Propiedades:

tg δ : 0.0012 @ 10GHz

ε_r: 2.94

Coeficiente térmico de ε_r : +12ppm/°C @ 10GHz (1-100°C).

Coeficiente de expansión térmica: 16 ppm/°C (en x,y) y 24 ppm/°C (en eje z).

Separación entre los sustratos: Mylar.

Propiedades:

tg δ : 0.002

ε_r: 3

Caja: Aluminio.

Resistividad eléctrica: 26.50 nΩ·m @ 20°C Conductividad térmica: 237 W·m-1·K-1 @ 300K Coeficiente de expansión térmica: 23ppm/°C @ 25°C

Conectores: Radiall R125.410.000,

Conectores de pin deslizante. Pin central: Suhner 73 Z-0-0-142



Centro Astronómico de Yebes

Hibrido criogénico de 3dB y 90° para la banda de 4-12GHz

I.Malo, J.D.Gallego, M.C.Diez

Las características y detalles del fabricante se encuentran en el Anexo 7.

La caja se fabrica en aluminio porque el coeficiente de expansión térmica del Al es similar al del sustrato en el eje z. Esto significa que su contracción al enfriarlos será similar, manteniendo constante la separación entre los sustratos.

La elección del mylar está inspirada en el diseño de KOSMA [12]. Se elige para separar los sustratos porque su rigidez y estabilidad térmica es superior a la de otros plásticos.

Los híbridos comerciales utilizan conectores cuyo pin central es solidario al conector. El híbrido a construir ha de trabajar refrigerado a 12K, lo que significa que sufrirá los ciclos térmicos (enfriamiento: 19K – calentamiento: 300K) propios del funcionamiento a temperaturas criogénicas. Dichos ciclos producen, entre otras, tensiones entre el pin central y el teflón, que se trasladan a la soldadura del pin central con la línea de transmisión, aumentando el riesgo de rotura de la soldadura. Una forma de reducirlo es utilizar conectores con pin deslizante. El pin central (deslizante) se fija a la línea de transmisión y después se introduce el pin central en el conector sin pin central. De esta forma, el pin central tiene cierto movimiento en la estructura del conector, reduciéndose las tensiones y, por tanto, el riesgo de rotura de la soldadura. Para mejorar la fiabilidad de la unión conector-pista, es mejor fijar (soldando o pegando con epoxi conductor) el pin central a la pista que dejarlo solo aprisionado. Esto es así porque, al sujetar el pin entre dos sustratos (caso de la stripline), o dejarlo apretado contra el sustrato (en microstrip), el sustrato acaba cediendo a la presión deformándose, y por consiguiente, separándose el pin de la línea de transmisión. En los prototipos construidos, no se sueldan los pines para facilitar las tareas de montaje y desmontaje de los distintos sustratos en la caja. Sin embargo, cuando se comercialicen, es conveniente soldarlos.

3.2. Herramientas.

Las herramientas principales utilizadas en el proceso de fabricación son las siguientes:

Máquina Láser.

El grabado y corte del sustrato se realiza con la máquina láser LPKF ProtoLaser 200, del fabricante LPKF Laser & Electronics (Anexo 8). El sistema está basado en un láser de 1064nm de longitud de onda pulsado, con frecuencias de pulsos entre 10 y 100KHz, y duración mínima del pulso de 35ns a 30KHz. Una vez enfocado, el diámetro del haz láser es de 25μm, lo que permite grabar pistas de 50μm de anchura mínima y espaciado mínimo entre pistas de 25μm.

La gran aportación de esta máquina en la fabricación del sustrato consiste en que permite realizar el grabado y el corte del sustrato en el mismo proceso, sin mover el sustrato de su posición, con una precisión de posicionamiento de $2\mu m$ y repetibilidad de $\pm 2\mu m$. Esto permite que la geometría del corte del sustrato respecto del grabado sea realmente buena.

Fresadora de control numérico.

La caja de aluminio se construye con esta fresadora cuya precisión es de $\pm 20\mu m$.



Capítulo 4. PROCESO DE FABRICACIÓN

4.1. Línea de 50 Ω.

En primer lugar se construye una línea de 50Ω en stripline para montarla en la misma caja y con los mismos conectores que llevará el Híbrido. El objetivo es medir y definir las transiciones conectorpista para que presenten una buena adaptación, así como ajustar las dimensiones de los sustratos a la caja para que la posición relativa entre los sustratos sea lo más precisa posible.

4.1.1. Layout de la línea de 50 Ω .

Se modela la línea de 50Ω con la herramienta Momentum. El layout se muestra en la Figura 28:

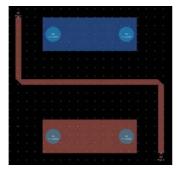


Figura 28. Layout de la línea de 50Ω modelada.

Anchura de la pista $W = 666 \mu m$



Los puertos son ideales, esto es, no se tienen en cuenta los conectores reales, y los parámetros del sustrato son los siguientes:

Elemento	Material	Características
Sustrato	Duroid RT/6002	Espesor: 508 μm
		(una sola cara con metalización)
		$\varepsilon_{\rm r} = 2.94$
		tgδ=0.0012
Separador	Mylar	Espesor: 23μm
		$\varepsilon_{\rm r} = 3$
		tgδ=0.002
Metalización	Electrodeposited Copper foil	Espesor: 17μm (0.5OZ) electrodepositado
		Conductividad: 5.88x10 ⁷ S/m

El resultado de la simulación se observa en la Figura 29: La reflexión se mantiene por debajo de los -30dB y las pérdidas de inserción están producidas principalmente por el sustrato (ya que son prácticamente lineales con la frecuencia).

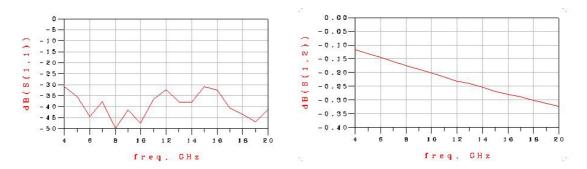


Figura 29. Simulación con Momentum de la línea de 50 Ω en stripline.

El primer layout que se fabrica se muestra en la Figura 30. Tiene las mismas dimensiones que las dimensiones teóricas de la caja. Los sustratos se graban y cortan con la máquina láser. El objetivo es, una vez construidos sustratos y caja, con las tolerancias de fabricación relativas a cada herramienta de corte, ver cómo ajustan entre sí, y optimizar la transición conector-línea en la estructura.

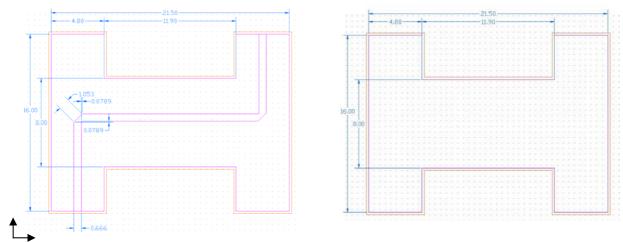


Figura 30. Layout del línea de 50Ω versión 1.

Nota: El perfil del sustrato es la línea interior (color rosa). La línea naranja, exterior al perfil del sustrato en 0.2mm, define la superficie en que la LPKF elimina el Cu, lo que facilita el corte del sustrato.



4.1.2. Ajustes mecánicos del sustrato a la caja.

Al introducir los sustratos de la línea de 50Ω en la caja se observa que resulta difícil encajarlos completamente en la caja. Es necesario reducir ligeramente las dimensiones del sustrato para absorber las tolerancias de fabricación de la caja sin que ello afecte al posicionamiento relativo de los sustratos, crítico en el diseño del híbrido. Por esta razón se decide:

- ✓ Mantener las dimensiones en la zona interior de la H (forma del sustrato) definiendo cuatro ángulos rectos en los que los sustratos han de encajar perfectamente (se indican con flechas marrones en la Figura 31).
- ✓ Reducir 50µm en cada lado vertical de la H, derecho e izquierdo, pasando de 21.5mm de largo a 21.4mm (indicado con flechas negras en la Figura 31), puesto que la posición relativa de los sustratos, en el eje x, es menos crítica que en el eje y.
- Reducir la anchura (eje y), 50μm arriba y abajo, pero solo en la zona central (indicado con flechas rojas en la Figura 31).

La fresa deja una rebaba en cada una de las cuatro esquinas que, en la caja, deja en las esquinas salientes de metal (se marca con flechas verdes en la Figura 31). Esta rebaba roza con los sustratos impidiendo su correcta colocación. Por ello se practican en los sustratos unos rebajes con forma circular, de 0.25mm de radio, que evitan el choque de las rebabas de la caja con los sustratos.

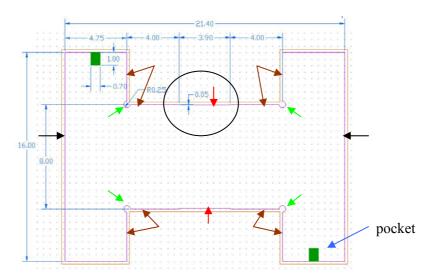


Figura 31. Layout del línea de 50 Ω _versión 2.

El espesor del pin deslizante del conector (conductor central) es de 150µm frente a las 23µm del mylar. Por tanto, en la zona del conector, en el eje z, los sustratos tienen que separarse un 650% más. Los sustratos se curvan. Puesto que la tapa de la caja de aluminio debe mantener la dimensión z de la estructura, salvo que su superficie tenga la misma curvatura que el sustrato superior, la presión ejercida en la zona de los conectores será muy distinta a la ejercida en la zona central. Para solventar esta situación se decide realizar un cajeado ("pockets") en el sustrato para que el pin quede embutido dentro de él. La profundidad del pocket es de unas 250µm y las dimensiones (x, y) de (0.7, 1)mm (en color verde oscuro en la Figura 31). Además se recorta la longitud de la parte plana del pin de 1.4 a 1mm. De esta forma la separación de los sustratos es uniforme en toda la caja y los pines deslizantes de los conectores quedan encajados en los "pockets" reduciendo su movimiento. Además, en el montaje del híbrido, este cajeado facilita enormemente la colocación de los pines en el sustrato superior, puesto que de otra manera no sería posible localizar su posición exacta. Hay que comentar



que en la realización práctica de estos pockets, con la fresadora láser, se observa cierta variabilidad de la profundidad, que depende del calentamiento que produce el láser sobre el sustrato.

El diámetro del pin central es de 1.28mm. El espesor de los dos sustratos, más el mylar y el cobre es de 1.073mm. Para que el pin central no se cortocircuite con la masa, se realiza un rebaje circular en la caja, de 2mm de diámetro y 380µm de profundidad (se indican con flechas rojas en la Figura 32).

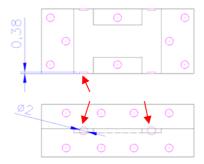


Figura 32. Caja del híbrido: Planta y alzado. Rebaje en la caja, en la posición de los conectores.

4.1.3. Transición conector-pista.

Una vez tenidas en cuenta las anteriores consideraciones mecánicas, se monta la línea de 50Ω en la caja, con los conectores, y se mide. El equipo utilizado es el analizador vectorial de redes (VNA, en adelante) del fabricante Agilent HP8510. Las pérdidas de retorno resultantes son de -9dB en la banda de 4 a 12GHz, como se muestra en la Figura 33.

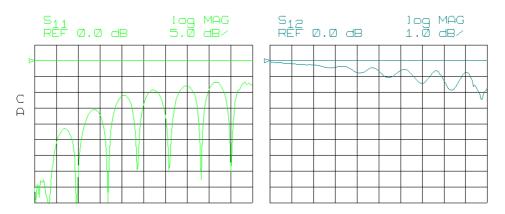
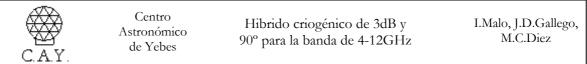


Figura 33. Medida de la línea de 50ohmios.

El VNA HP8510 permite realizar medidas en el dominio del tiempo. Mide el tiempo que tardaría una onda en espacio libre en ir y volver a la discontinuidad y lo traduce en longitud eléctrica en el vacío. La distancia física a la discontinuidad se calcula como:

Lfísica :=
$$\frac{\text{Lvna}}{2 \cdot \sqrt{\text{er}}}$$

Se realiza la medida en el dominio del tiempo para entender cómo es la discontinuidad (Figura 34).



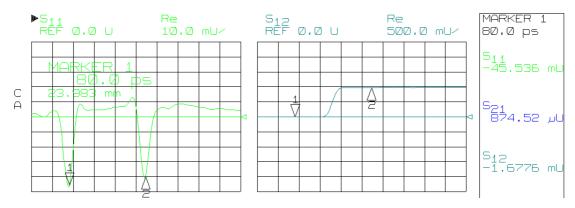


Figura 34. Medida de la línea de 50 ohmios en el dominio del tiempo.

Se observa una primera discontinuidad capacitiva a una longitud física de 8.2mm (marker1: 23.98mm) seguida de una pequeña discontinuidad inductiva a 12mm. El conector tiene una longitud física de 7.6mm y el pin deslizante una longitud de 1mm, lo que indica que la discontinuidad se produce en la unión del pin central deslizante con la pista de la línea de 50Ω .

La segunda discontinuidad capacitiva se encuentra a unos 32mm (marker 2), simétrica a la anterior, que coincide con la longitud física de la línea de 50Ω más la longitud de un conector, y por tanto, está generada por el conector de salida. Se obtiene el modelo equivalente, Figura 35, y la simulación del mismo se representa junto con la medida, en la Figura 36.

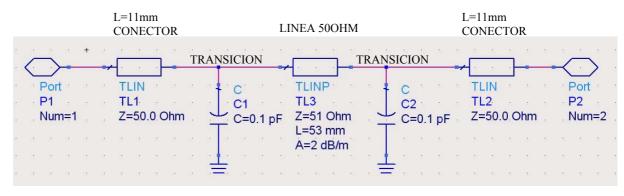


Figura 35. Modelo de la línea de 50 ohmios. Rebaje de diámetro: 2mm

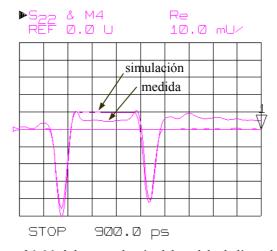


Figura 36. Medida y simulación del modelo de línea de 50ohm.



Observando la geometría, la transición que forma el conector se compone de dos transiciones (Figura 37). La transición 2, analizada como si fuese un coaxial relleno de aire, es un conductor interior de diámetro 1.28mm (pin central), un conductor exterior de diámetro interior 2mm (rebaje hecho en la caja), con un relleno de $\varepsilon_r = 1$. Esto equivale a una impedancia de 26Ω según la fórmula:

$$Z_0\!\left(\mathrm{D}\,,\mathrm{d}\,,\epsilon_r\right) := \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \!\cdot\! \ln\!\!\left(\frac{\mathrm{D}}{\mathrm{d}}\right)$$

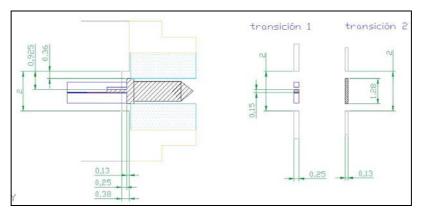


Figura 37. Transición del conector.

Para reducir el efecto capacitivo de esta transición, se aumenta el diámetro del rebaje circular practicado en la caja, de 2 a 3mm. El modelo de la nueva transición se observa en la Figura 38; la discontinuidad capacitiva se ha reducido de $0.1 \mathrm{pF}$ a $0.07 \mathrm{pF}$. La medida de la nueva transición se muestra en la Figura 39: En el dominio del tiempo se observa que la discontinuidad capacitiva es menor (en la misma gráfica además se muestra la simulación del modelo para compararlo con la medida); en el dominio de la frecuencia se observa que el valor medido del max($|s_{11}|$) es de -13dB en la banda de 4 a 12GHz.

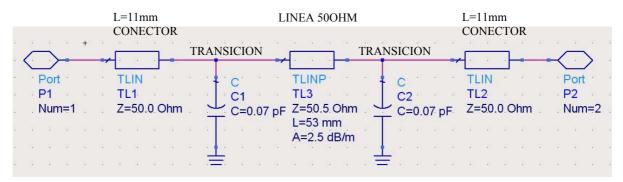


Figura 38. Modelo de la línea de 50ohm con rebaje de 3mm de diámetro en la caja.



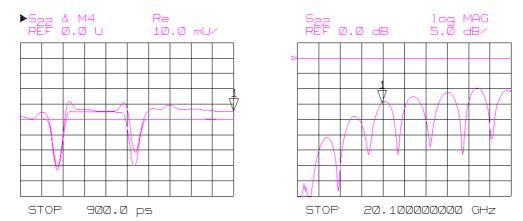


Figura 39. Medida de la línea de 50 Ω con rebaje de 3mm de diámetro en la caja, en el dominio del tiempo y de la frecuencia.

Para compensar la discontinuidad capacitiva, se introduce una discontinuidad inductiva. Para ello se recorta el sustrato, dejando un tramo de pin central "al aire" (esto es, sin apoyar en la pista) que actúa como una pequeña inductancia. Cuanto mayor sea la longitud de pin "al aire" mayor será la inductancia añadida (Figura 40). El valor adecuado se obtiene experimentalmente: Recortando el sustrato 0.2, 0.4 y 0.6mm se obtienen los resultados de las gráficas 30 a 33. Se observa cómo se va reduciendo la discontinuidad capacitiva y mejorando las pérdidas de retorno. La mejor situación se consigue recortando 0.6mm el sustrato, con pérdidas de retorno de -20dB.

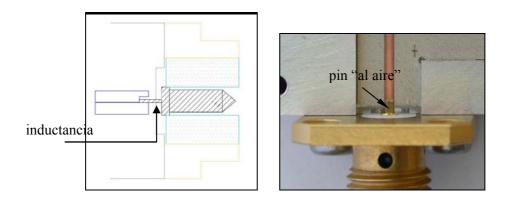


Figura 40. Inductancia añadida a la discontinuidad capacitiva.

La diferencia entre la Figura 41 y la Figura 42 es que se ha eliminado el mylar que separa los dos sustratos, para comprobar que la pequeña discontinuidad inductiva que aparece tras la discontinuidad capacitiva está producida por el mylar sobre el conductor. Por esta razón se reducirá ligeramente el tamaño del mylar en el Híbrido.



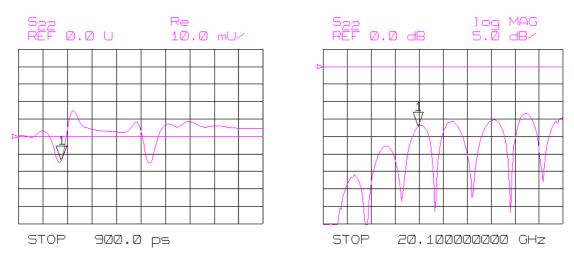


Figura 41. Sustrato recortado 0.2mm.

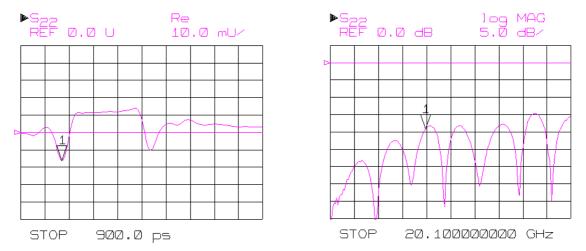


Figura 42. Sustrato recortado 0.2mm, sin lámina de mylar.

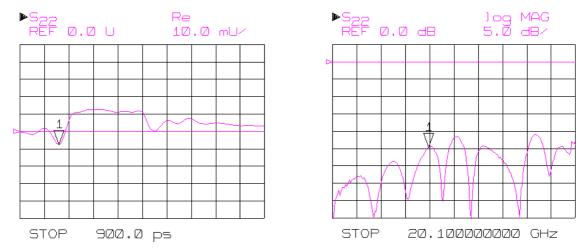


Figura 43. Sustrato recortado 0.4mm, sin lámina de mylar.



Hibrido criogénico de 3dB y 90° para la banda de 4-12GHz

I.Malo, J.D.Gallego, M.C.Diez

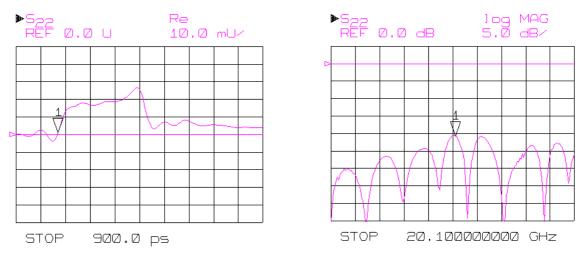


Figura 44. Sustrato recortado 0.6mm, sin lámina de mylar.

Los resultados del trabajo con la línea de 50Ω son:

- ✓ La mejora mecánica en los sustratos para su correcto posicionamiento relativo dentro de la caja de aluminio.
- ✓ El ajuste de la discontinuidad conector pista hasta obtener pérdidas de retorno de -20dB.



4.2. Híbrido en caliente.

4.2.1. Layout del Híbrido.

Los parámetros del híbrido a construir, denominado "MODELO", simulado utilizando la herramienta Momentum de ADS2006A, se muestran en la Figura 45:

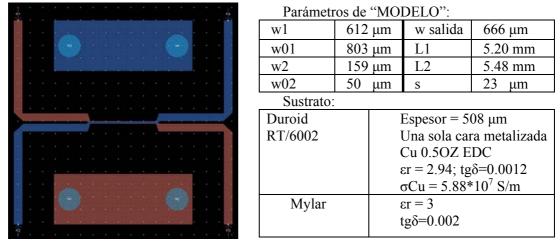


Figura 45. Híbrido modelado con Momentum, se denomina "MODELO".

Los resultados de la simulación son los siguientes:

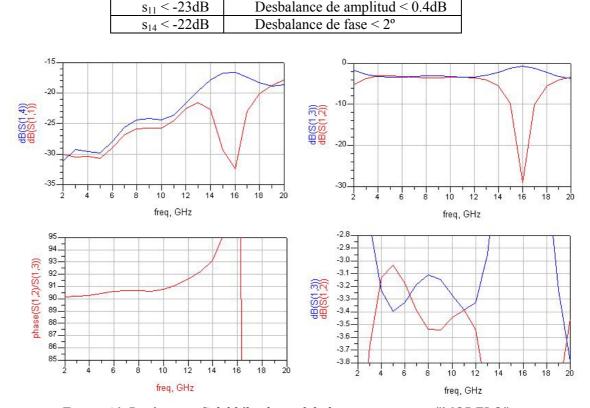


Figura 46. Parámetros S del híbrido modelado con momentum "MODELO".



Se procede a fabricar los sustratos con las dimensiones establecidas en "MODELO".

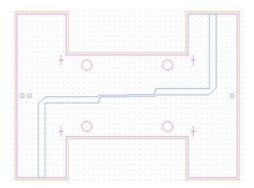


Figura 47. Layout del híbrido "MODELO".

Para conocer el posicionamiento relativo entre los sustratos al introducirlos en la caja, se hacen cuatro cruces en los sustratos, una por esquina, de 1x0.5x0.025mm, con ayuda de la máquina láser. Puesto que cortar el sustrato requiere varias pasadas del láser, que calienta el sustrato, el grueso final del trazo que forma las cruces no es homogéneo, ensanchándose en la zona central de la cruz, como se observa en la fotografía (Figura 48) tomada con ayuda del microscopio:



Figura 48. Cruz realizada en el sustrato.

Una vez colocados los dos sustratos, con ayuda del microscopio y enfocando a distintas profundidades, se observa que la cruz de los dos sustratos se encuentra en la misma posición. Si bien no resulta una medida exacta del posicionamiento relativo de los sustratos, puesto que las cruces no son exactamente iguales unas a otras, sí se obtiene la confianza en que el posicionamiento es relativamente correcto.

Con el fin de alinear, en caso necesario, los dos sustratos introduciendo unos pines de centraje entre ellos, se practican en el sustrato unos agujeros circulares de 1mm de diámetro como el de la fotografía (Figura 49) tomada con ayuda del microscopio. Finalmente no será necesario utilizarlos porque el alineamiento relativo entre los sustratos es realmente bueno.



Figura 49. Agujero circular para pin de centraje realizado en el sustrato.



4.2.2. Medida del híbrido.

Se montan los sustratos con las dimensiones de "MODELO" en la caja y se miden con el VNA HP8510 (Figura 50):

Comparando las medidas con la simulación se observan principalmente dos cosas:

- ✓ En reflexión y desbalance de fase entre el puerto directo y el acoplado, se obtienen valores acordes con la simulación.
- ✓ En transmisión, tanto en el puerto directo como en el acoplado, la dependencia con la frecuencia es acorde con la simulación. Sin embargo, el acoplamiento es unos 0.15dB menor del esperado.
- ✓ El acoplamiento es muy sensible a variaciones de s (separación, en el eje z, entre los sustratos). Todo parece indicar que la variación del acoplamiento bien pudiera deberse a un espesor del mylar ligeramente distinto del teórico (23μm): El fabricante Goodfellow, en la hoja de características del mylar, expone que la tolerancia del espesor del mylar es del 20%, lo que en un espesor de 23μm supone 4.6μm, esto es, el espesor puede variar entre 18.4 y 27.6μm.

La Figura 51 muestra la simulación con Momentum del "MODELO" variando la separación entre sustratos, s, de 23 a 25μm. El aumento del espesor del mylar en 2μm supone el descenso del acoplamiento en unos 0.2dB. En nuestro caso, la reducción del acoplamiento podría deberse al espesor de la lámina de mylar, de 25μm en lugar de 23μm, debido a las tolerancias de fabricación.

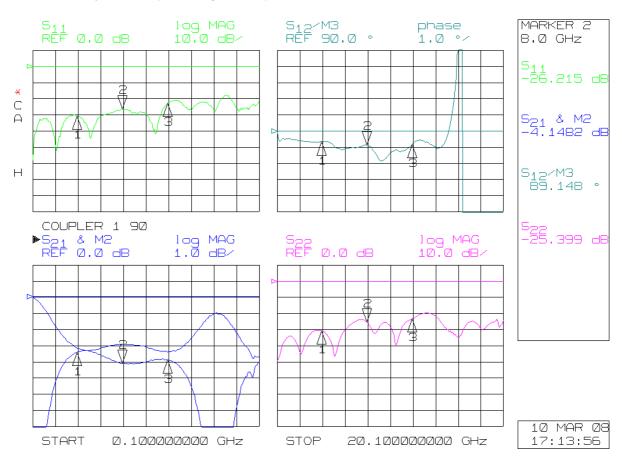


Figura 50. Medida del hibrido "MODELO". Se comparan el camino directo y el acoplado en las medidas en transmisión de fase y amplitud.

46

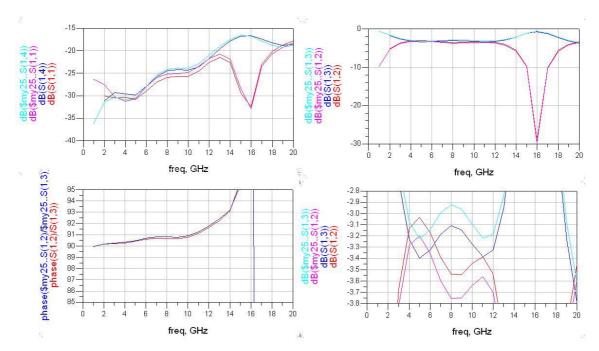


Figura 51. Simulación de "MODELO" con Momentum, variando s de 23(rojo y azul) a 25µm (rosa y cian).

El acoplamiento es también sensible, aunque en menor medida, a las variaciones del parámetro w02. Al desmontar el híbrido "AMBIENTE" (w02=0 μ m) y quitar el sustrato superior, se puede observar la marca que deja la pista del sustrato superior sobre el mylar y como éste es transparente, puede verse además la pista del sustrato inferior. Con ayuda del microscopio se toman las fotografías de la Figura 52, en las que se observa que la posición relativa de los sustratos es correcta, esto es, que el parámetro w02 real es el de diseño. Concluimos pues que la falta de acoplamiento no es debida a una alteración del parámetro w02 en el híbrido construido.

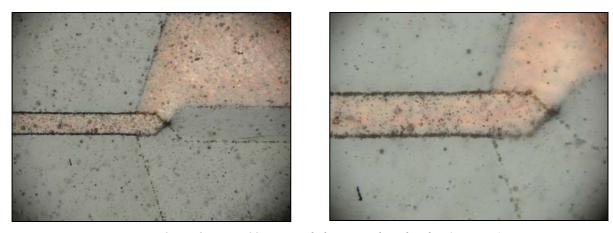


Figura 52. Parámetro w02: Marca de la pista sobre el mylar (en negro).

La diferencia en el acoplamiento entre la simulación y la realidad podría ser originada por la tolerancia del mylar, y por tanto, se puede concluir que la simulación con Momentum da un resultado muy similar al real.

Para compensar la reducción del acoplamiento obtenido se fabrica un híbrido con los mismos parámetros que el anterior exceptuando el parámetro w02, que ahora vale $36\mu m$ frente a las $50\mu m$



teóricas. La medida en el HP8510 se muestra en la Figura 53. Se observa un aumento del acoplamiento, sin variaciones en el resto de parámetros S, si bien dicho aumento no es suficiente.

Se fabrica un híbrido cuyo w02 vale $0\mu m$, se mide con el HP8510 y el resultado se muestra en la Figura 54.

Para reducir el desbalance de amplitud ("amplitud unbalance") en la zona central de la banda y equilibrar el acoplamiento, se fabrica un nuevo híbrido con w02 igual a 0μ m en el que se modifica ligeramente la longitud de las etapas: Se aumenta la longitud de las etapas 1 y 3, L1, de 5.2 a 5.3mm y se reduce la longitud de la etapa 2, L2, de 5.48 a 5.28mm. La medida se presenta en la Figura 55. El resultado a temperatura ambiente es óptimo. A este híbrido se denomina "AMBIENTE" y sus parámetros son:

w1	612 μm	w salida	666 μm
w01	803 μm	L1	5.30 mm
w2	159 μm	L2	5.28 mm
w02	0 μm	S	23 μm

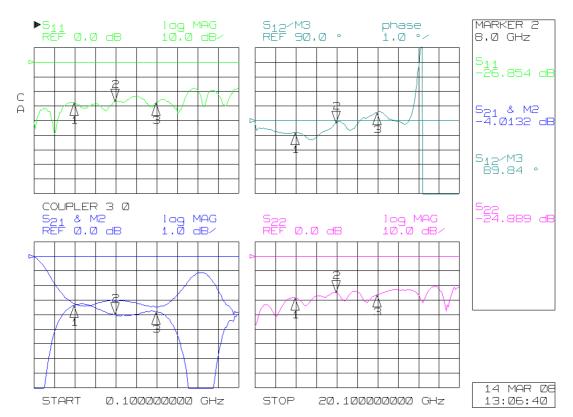


Figura 53. Medida del hibrido con las dimensiones de "MODELO" salvo $w02 = 36\mu m$.



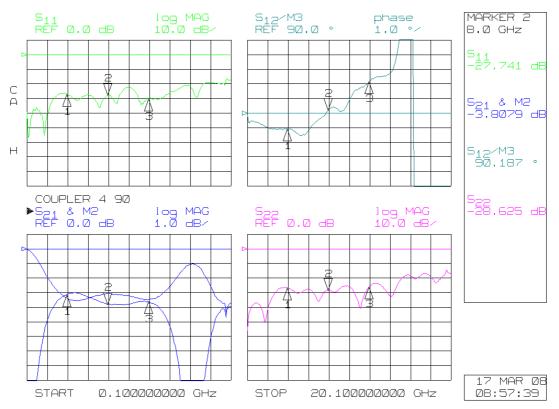


Figura 54. Medida del hibrido con las dimensiones de "MODELO" salvo $w02 = 0\mu m$.

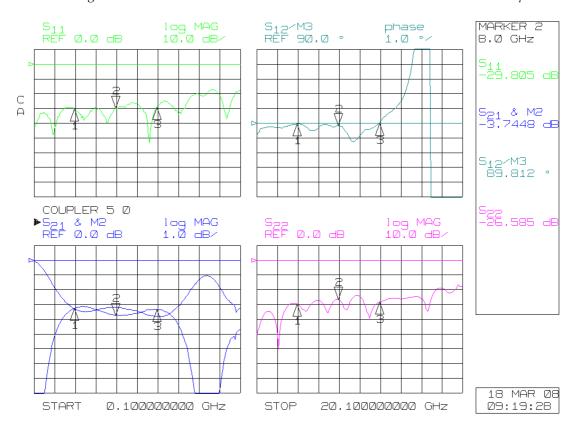


Figura 55. Medida del hibrido "AMBIENTE". Pérdidas de retorno: -25dB, desbalance de amplitud: ±0.3dB, desbalance de fase: ±1°.



El híbrido fabricado, montado en la caja y conectorizado, se muestra en las fotografías de la Figura 56 y 57. Sus dimensiones totales son 37.5x16x13mm.

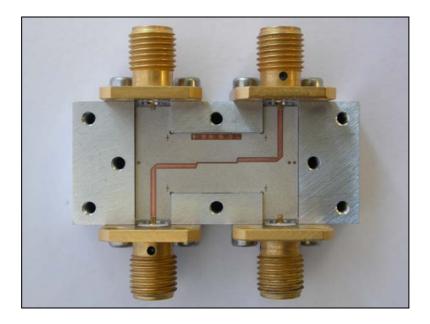


Figura 56. Híbrido montado en su caja, conectorizado, sin el mylar ni el sustrato superior ni la tapa de la caja.

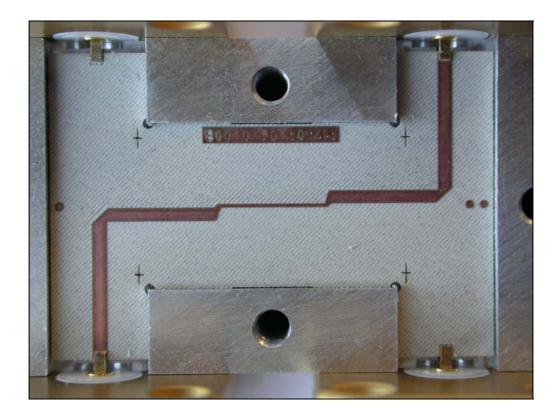


Figura 57. Detalle de montaje del híbrido.





En la fotografía de la Figura 57 se observa lo ventajoso que resulta el "pocket" para, en el montaje, ubicar los pines deslizantes, que hacen contacto con la pista del sustrato superior (que no aparece en la fotografía). De otro modo, al estar la pista en el sustrato que se coloca encima, sería necesario marcar la posición de alguna otra manera. En la fotografía de la Figura 58 (tomada con ayuda del microscopio) se observa en detalle la marca que deja el pin deslizante sobre la pista del sustrato superior. El posicionamiento del pin es realmente bueno.



Figura 58. Marca del pin central sobre la pista.



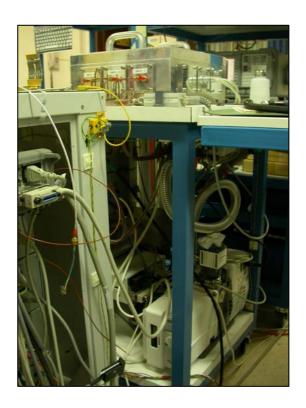
4.3. Híbrido en frío.

Para medir el híbrido a temperatura criogénica, entre 15 y 20 Kelvin, se introduce en un criostato utilizado para medir amplificadores criogénicos, diseñado y construido en el CAY.

Es un criostato de ciclo cerrado, con cabeza refrigeradora CTI de ciclo Gifford-McMahon de dos etapas. El criostato del CAY es un sistema cerrado en el que se ha hecho el vacío (de 10⁻⁷mbar cuando el sistema está frío) para disminuir drásticamente las cargas por convección y conducción por gases desde el exterior del criostato. Está diseñado con dos etapas, una intermedia, a unos 70K, y otra fría, a unos 12K. Se denomina de ciclo cerrado porque el fluido que produce la refrigeración, He gas, se confina en un circuito cerrado. De manera simplificada, el funcionamiento es similar al de una nevera convencional: El He gas se encuentra a temperatura ambiente en un compresor que lo comprime (extrayendo el calor mediante un intercambiador refrigerado por aire situado en el compresor) y lo envía a la cabeza refrigeradora (conectada a las dos etapas del criostato), en la que al expandirse, roba el calor del interior del criostato, saliendo del criostato, ya caliente, hacia el compresor.



Figura 59. Sistema del criostato.



El criostato de medida tiene tres caminos de medida, utilizando los caminos 1 y 3 para medidas de parámetros S y el camino 2 para medidas de ruido (Figura 60). Como se observa en la Figura 59, los puertos de entrada y salida se conectan mediante cable semirrígido al VNA E8364B. El sistema se calibra en caliente y para trabajar en frío se aplican las correcciones por la reducción de las pérdidas de inserción de los cables del interior del criostato al enfriarse.

Con este sistema sólo es posible medir simultáneamente dos puertos del híbrido. Esto significa que las medidas requieren dos ciclos, uno midiendo los puertos 1 (entrada) y 2 (directo) y otro midiendo los puertos 1 y 3 (acoplado). Hay que tener en cuenta que el criostato necesita unas 5 horas para enfriarse, y unas 4 horas para calentarse. Esto significa que solo es posible hacer una medida al día.



La disposición de los puertos 1 y 4 del híbrido en el mismo lado dificulta la medida de la directividad en el criostato debido a la configuración de éste último. En las simulaciones se observaba que S_{14} es del mismo orden que S_{11} por lo que se asume que la directividad será del orden de -20dB.

Se coloca y mide el híbrido "AMBIENTE" en el criostato (Figura 60), se enfría y se mide a una temperatura de 19 Kelvin.





Figura 60. Criostato de medida. CAY.

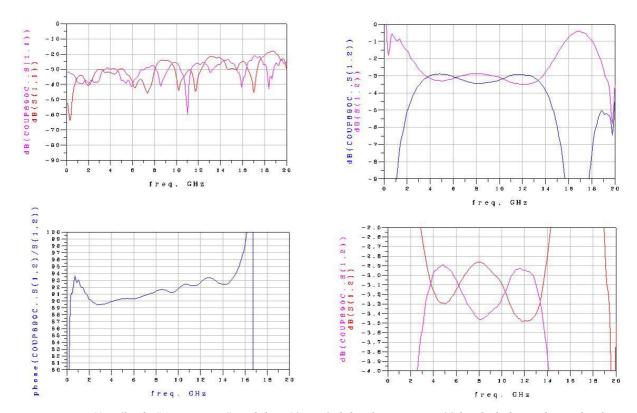


Figura 61. Híbrido "AMBIENTE" medido a 19K. Pérdidas de retorno \leq -22dB, desbalance de amplitud: $\pm 0.3dB$, desbalance de fase: $\pm 2^{\circ}$.



Comparando las medidas de la Figura 55 y la Figura 61 se observa que lo único que sucede al enfriar el híbrido es que se reducen las pérdidas de inserción. En la Figura 61 y en la Figura 62 se observa que la pendiente con la frecuencia de los parámetros S de transmisión se reduce. El resto de parámetros, incluido el acoplamiento que es el más crítico, se mantienen sin cambios.

Efficiency factor =
$$10 \cdot \log_{10}(|s_{11}|^2 + |s_{12}|^2 + |s_{13}|^2 + |s_{14}|^2)$$



Figura 62. Pérdidas del híbrido: Temp. ambiente (azul) vs. criogénica (rojo).

La clave de la invariabilidad con la temperatura de las características del híbrido reside en la adecuada elección de los materiales con los que se fabrica. Como se ha repetido en varias ocasiones, el parámetro más sensible del diseño es la separación entre los sustratos, s. El aluminio y el sustrato presentan coeficientes de expansión térmica en el eje z muy similares. Esto significa que se contraen en la misma medida al enfriarse, por lo que la separación entre los sustratos se mantiene prácticamente constante y las características del híbrido apenas varían con la temperatura. Éste es un gran resultado. Estos híbridos pueden medirse a temperatura ambiente sin necesidad de las medidas a temperatura criogénica; una vez ajustados a temperatura ambiente se comportarán prácticamente igual a temperatura criogénica.

Para que el desbalance de amplitud sea quizá un poco más homogéneo, el híbrido final se construye variando ligeramente L1 y L2. A este diseño se le denomina "FRIO" y sus parámetros son los siguientes:

w1	612 μm	w salida	666 μm
w01	803 μm	L1	5.28 mm
w2	159 μm	L2	5.32 mm
w02	0 μm	S	23 μm

Hibrido criogénico de 3dB y 90° para la banda de 4-12GHz de Yebes

4.4. Repetibilidad.

Se fabrican dos prototipos, denominados COUPLER 8 y COUPLER 9, y se miden a temperatura ambiente en el VNA HP8510 y a temperatura ambiente y fría en el criostato. Las medidas en el criostato se muestran en la misma gráfica para observar más fácilmente cómo cambia su comportamiento con la temperatura. Los resultados se presentan en la Figura 64, Figura 65, Figura 66 y Figura 66:

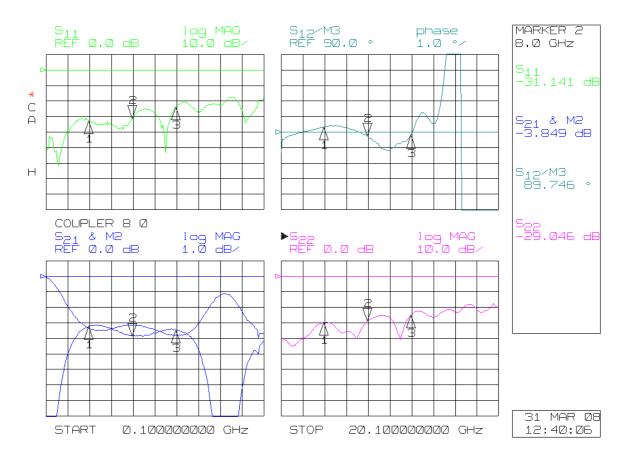


Figura 63. Medidas de COUPLER 8 a temperatura ambiente con el VNA HP8510



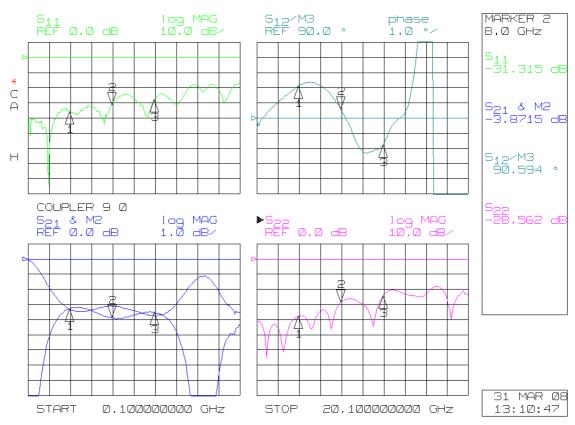


Figura 64. Medidas de COUPLER 9 a temperatura ambiente con el VNA HP8510.

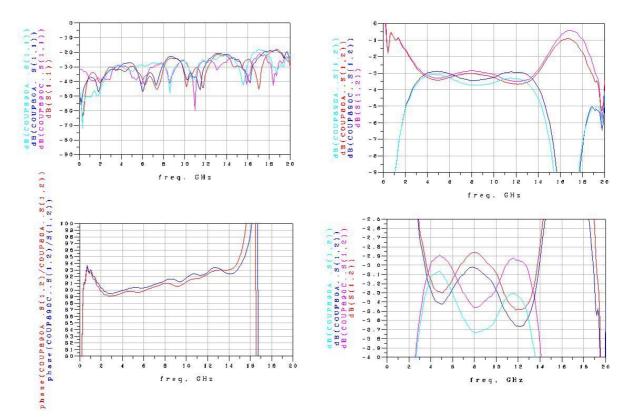


Figura 65. COUPLER 8: Medidas en el criostato a temperatura ambiente(A) y a 20K (C). Pérdidas de retorno: -22dB, desbalance de amplitud ±0.3dB, desbalance de fase: ±2°.



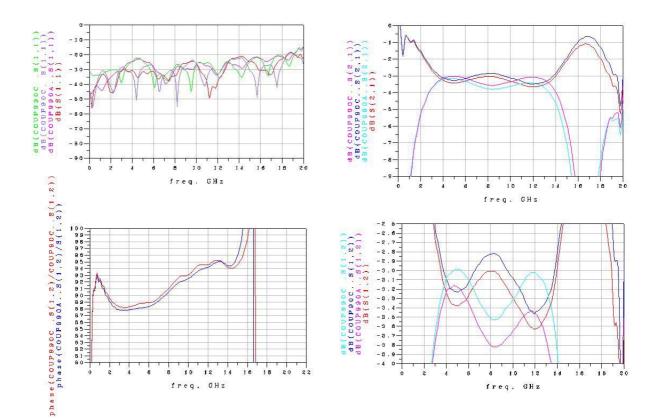


Figura 66. COUPLER 9: Medidas en el criostato a temperatura ambiente (A) y a 20K (C). Pérdidas de retorno: -22dB, desbalance de amplitud ±0.35dB, desbalance de fase: ±3.5°.

Se pueden comparar las medidas del híbrido fabricado, con las medidas de uno de los híbridos comerciales de 3dB y 90° en la banda de 4 a 12GHz utilizados actualmente, el PE2059 del fabricante Pasternack (Figura 67 y Figura 68). Como se observa, su comportamiento se degrada a temperatura criogénica, principalmente el desbalance de amplitud.

En la siguiente tabla se compara el híbrido comercial con el híbrido fabricado a temperatura criogénica, 19K:

	Híbrido construido	Híbrido Pasternack
Pérdidas de retorno	-22 dB	-19 dB
Desbalance de amplitud	± 0.3 dB	± 0.9 dB
Desbalance de fase	± 2 °	± 3 °



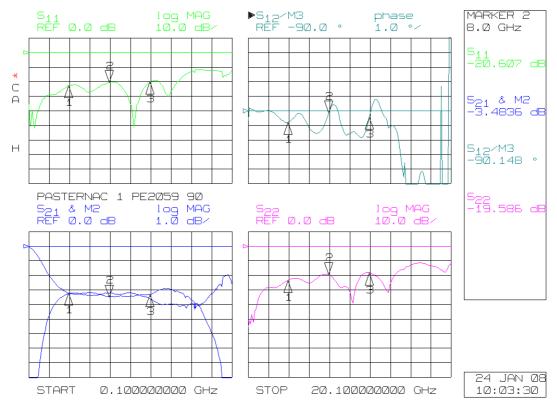


Figura 67. Híbrido PE2059. Medida a 300 K. Pérdidas de retorno: -18dB, desbalance de amplitud ±0.3dB, desbalance de fase: ±2°.

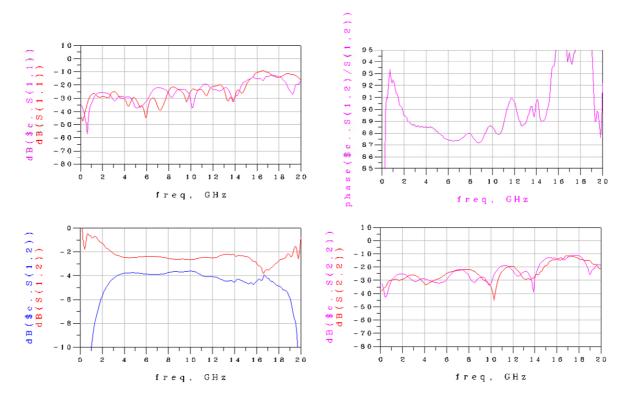


Figura 68. Híbrido PE2059. Medida a 19 K. Pérdidas de retorno: -19dB, desbalance de amplitud ±0.9dB, desbalance de fase: ±3°.



CAPÍTULO 5. CONCLUSION

Se ha realizado el estudio de los híbridos de 3dB y 90° refrigerados criogénicamente comerciales, para aplicaciones de radioastronomía, así como el estudio de los tipos y tecnologías posibles para su diseño y fabricación.

Se ha realizado el diseño de una estructura en la banda de 4 a 12GHz que opera a 20 kelvin (-253°C) y cumple las especificaciones requeridas para el híbrido de 3dB.

Se ha optimizado el diseño con el software ADS2005 de Agilent, principalmente con la herramienta Momentum de análisis electromagnético de estructuras 2D.

El híbrido se ha construido y medido, tanto a temperatura ambiente como a 20 kelvin, demostrando que con una estructura simple de tres líneas acopladas en tecnología stripline es posible fabricar un híbrido de 4-12GHz que trabaja a temperatura criogénica con pérdidas de retorno de -20dB, desbalance de amplitud de ± 0.3 dB y desbalance de fase de $\pm 2^{\circ}$. Las claves del excelente reultado son: El diseño con una herramienta de simulación electromagnética, la adecuada elección de los materiales y un cuidadoso proceso de fabricación.

El híbrido desarrollado supera ampliamente las prestaciones de los mejores dispositivos comerciales disponibles.



Centro Astronómico de Yebes

Hibrido criogénico de 3dB y 90° para la banda de 4-12GHz

I.Malo, J.D.Gallego, M.C.Diez



CAPÍTULO 6. LINEAS FUTURAS.

El interés en el híbrido está motivado por dos líneas de trabajo. Una de las líneas consiste en ampliar la banda de los mezcladores SIS de 4 a 8 GHz a 4 a 12 GHz, para lo cual será necesario emplear un híbrido como el fabricado en el presente trabajo. En el Observatorio Astronómico de Yebes no se desarrollan mezcladores SIS y por tanto la capacidad de operación en esta línea es reducida, si bien se han enviado ya las características del híbrido fabricado para que pueda ser probado cuando se construya el mezclador SIS de mayor banda. La otra línea consiste en sustituir el aislador y primer amplificador de bajo ruido de IF (LNA) por un amplificador balanceado que utilice el híbrido y los LNAs. El observatorio desarrolla actualmente dichos LNAs y por tanto esta línea de trabajo ya ha sido iniciada.

Como se observa en la fotografía, se han realizado las primeras medidas de los dos híbridos en serie y de la configuración de amplificador balanceado, a temperatura ambiente y refrigerado.





Centro Astronómico de Yebes

Hibrido criogénico de 3dB y 90° para la banda de 4-12GHz

I.Malo, J.D.Gallego, M.C.Diez

Debido a que el híbrido y el LNA tienen conectores hembra, ha sido necesario utilizar unas transiciones. Se está a la espera de recibir conectores macho con los que sustituir los conectores del híbrido para eliminar las transiciones.

Se han hecho algunas simulaciones con la herramienta MMICAD de las configuraciones de aislador-LNA y amplificador balanceado, a partir de las medidas del híbrido, del aislador y del LNA, todos refrigerados criogénicamente. El resultado de la simulación es que, con la configuración de amplificador balanceado, la temperatura de ruido es mayor que la del LNA solo en unos 2 kelvin, y menor que la de aislador-LNA en unos 2-4kelvin.

El objetivo principal consiste en caracterizar el funcionamiento del amplificador balanceado, principalmente en cuanto a temperatura de ruido se refiere. Conocer cómo varía esta característica con la polarización de los LNAs, el desbalance de amplitud y fase entre los LNAs, el desbalance de amplitud y fase entre los híbridos, etc. para conseguir ajustarlo de forma óptima y presentarlo para su utilización en los receptores heterodinos en conjunción con el mezclador SIS para, finalmente, conocer la bondad de su funcionamiento en el conjunto del receptor.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1]. R.Monje, "Towards 0.5THz Sideband Separation SIS Mixer for Radio Astronomy Receivers". Department of Radio and Space Science with Onsala Space Observatory, Chalmers University of Technology, Göteborg 2005.
- [2]. D.Maier, D.Billon-Pierron, J.Reverdy, M.Schicke. "100GHz sideband separating mixer with wide IF band". *18th International Symposium on Space Terahertz Technology*, pp. 260-263, California, March 2007.
- [3]. F. di Paolo. "Networks and devices using planar transmission lines". CRC Press LLC, 2000. ISBN 0-8493-1835-1.
- [4]. R.Mongia, I.Bahl, P.Bhartia. "RF and Microwave coupled-line circuits". *Artech House*, 1999.
- [5]. W.P.Ou, "Design Equations for an Interdigitated Directional Coupler". *IEEE Trans., Microwave Theory Tech.*, vol. 23, pp. 253-255, Feb.1975.
- [6]. A.Presser, "Interdigitated Microstrip Coupler Design". *IEEE Trans., Microwave Theory and Tech.*, vol. 26, pp. 801-805, Oct.1978.
- [7]. J.P.Shelton, J.Wolfe, R.Von Wagoner, "Tandem Couplers and Phase Shifters for Multioctave Bandwidth". *Microwaves*, vol. 4, pp. 14-19, Apr. 1965.
- [8]. J.P.Shelton, "Impedances of offset parallel-coupled strip transmission lines". *IEEE Trans.*, vol. MTT-14, Jan. 1966, pp.7-15. Corrections: ibid, 1996, p.249.
- [9]. Shimizu and Jones, "Coupled-Transmission-Line Directional Couplers". *IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 6, pp. 403-410, Oct. 1958.
 - [10]. Brian C. Wadell. "Transmission Line Design Book". Artech House, 1991.
- [11]. Herramienta de simulación ADS2005 del fabricante Agilent Technologies. http://eesof.tm.agilent.com/products/ads main.html.
- [12]. N.Honingh, M.Justen. Comunicación privada sobre trabajo realizado para el proyecto AMSTAR. KOSMA. 2007.
- [13]. E.F.Barnett, P.D.Lacy, B.M.Oliver, "Principle of directional coupling in reciprocal Systems". *Proc.Symp. Modern Advances in Microwave Techniques (Polytechnic Inst. of Brooklyn, N.Y.)*, vol.14, pp. 251-268, November 1954.



Centro Astronómico de Yebes

Hibrido criogénico de 3dB y 90° para la banda de 4-12GHz

I.Malo, J.D.Gallego, M.C.Diez

- [14]. S.B.Cohn, P.M.Sherk, J.K.Shimizu, E.M.Jones, "Strip Transmision Lines and Components". Standford Res.Inst., Menlo Park, Calif. Final Rep. on SRI Proj. 1114, Contract DA 36-039 SC-63232, DA Proj. 3-26-00-600, SC Proj.2006A; March 1957.
 - [15]. http://www.radionet-eu.org/jra/amstar.php
 - [16]. www.goodfellow.com
 - [17]. http://www.rogerscorporation.com/



ANEXO 1. SÍNTESIS DE UNA OBCS.

Síntesis de una Offset Broadside Coupled Stripline.

Esto es, una línea acoplada stripline, offset. Se describen las fórmulas para una línea <u>fuertemente</u> acoplada, util para la etapa 2. Después se describen las fórmulas para una línea poco acoplada, util para la etapa 1 y 3.

Bibliografia:

Ref. 10. J.Paul Shelton, JR. "Impedances of Offset Parallel-Coupled Strip Transmission Lines". MTT, Vol.14, n.1, Jan. 1966

Ref. 1. "Networks and Devices using Planar Transmission Lines". Franco Di Paolo. CRC Press, 2000. pp.156, 162-164.

Líneas fuertemente acopladas

Partiendo de:

Ze: impedancia par

Zs: impedancia característica: 50ohm

er: permitividad relativa.

s: separación entre las líneas acopladas

b: separación entre conductores exteriores.

t: espesor de la línea 0 micras

e: espesor de la pista: 20mills

Ze := 165.794 ohmios
Zs := 50 ohmios
er := 2.94 s := 23 micras
b := $(20.25.4) \cdot 2 + 0.2 + s$ micras $b = 1.039 \times 10^{3}$

Se obtienen los valores:

w: anchura de las pistas

wo: separación entre las pistas

Se asume que las líneas acopladas son adaptadas a Zs =>

$$Z_0 := \frac{Z_s^2}{Z_e}$$
 $Z_0 = 15.079$ ohmios

Se define:

$$\rho := \frac{Ze}{Zo}$$
 $\rho = 10.995$

NOTA: En los cálculos, se normalizan todas las dimensiones físicas por b. Al final, se desnormalizan

$$sn := \frac{s}{b}$$

Limitaciones a las dimensiones físicas de la estructura (se chequean en los resultados, al final):

$$A := e^{\left[\frac{60 \cdot \pi^2 \cdot (1 - \rho \cdot sn)}{Zs \cdot \sqrt{\rho} \cdot \sqrt{er}}\right]}$$

$$A = 4.836$$



Centro Astronómico de Yebes

Hibrido criogénico de 3dB y 90° para la banda de 4-12GHz

I.Malo, J.D.Gallego, M.C.Diez

$$B := 0.5 \cdot \left(A - 2 + \sqrt{A^2 - 4 \cdot A}\right)$$

B = 2.423

$$p := \frac{(B-1) \cdot \left(\frac{1+sn}{2}\right) + \sqrt{\left(\frac{1+sn}{2}\right)^2 \cdot \left(B-1\right)^2 + 4 \cdot sn \cdot B}}{2}$$

$$r := sn \cdot \frac{B}{p}$$

r = 0.067

$$Cfo := \frac{\frac{1}{sn} \cdot ln \left[\frac{p \cdot r}{(p+sn) \cdot (1+p) \cdot (r-sn) \cdot (1-r)} \right] - \frac{2}{1-sn} \cdot ln(sn)}{\pi}$$

Cfo = 0.396

$$Co := \frac{120 \cdot \pi \cdot \sqrt{\rho}}{Zs \cdot \sqrt{er}}$$

Co = 14.581

$$w \coloneqq b \cdot \left[\frac{[sn \cdot (1-sn)]}{2} \cdot (Co - Cfo) \right]$$

w = 159.521 micras

$$wo := \frac{b}{2 \cdot \pi} \left[\left(\left. \left(1 + sn \right) \cdot ln \left(\frac{p}{r} \right) + \left(1 - sn \right) \cdot ln \left[\frac{\left(1 + p \right) \cdot \left(r - sn \right)}{\left(sn + p \right) \cdot \left(1 - r \right)} \right] \right]$$

wo = 55.218 micras

Chequeo de limitaciones:

if [
$$w > 0.35 \cdot b \cdot (1 - sn)$$
, "ok", "error"] = "error"

 $if[(w - wo) > 0.7 \cdot s, "ok", "error"] = "ok"$

$$0.35 \cdot b \cdot (1 - sn) = 355.6$$

Líneas ligeramente acopladas

Partiendo de:

Ze: impedancia par

Zs: impedancia característica: 50ohm

er: permitividad relativa.

s: separación entre las líneas acopladas

b: separación entre conductores exteriores.

t: espesor de la línea 0 micras

e: espesor de la pista: 20mills

Ze := 58.15 Zs := 50 ohmios er := 2.94 s := 23 micras b := $(20 \cdot 25.4) \cdot 2 + 0 \cdot 2 + s$ micras b = 1.039×10^3

Se obtienen los valores:

w: anchura de las pistas

wo: separación entre las pistas

Se asume que las líneas acopladas son adaptadas a Zs =>

$$Zo := \frac{Zs^2}{Ze}$$
 $Zo = 42.992$ ohmios



Centro Astronómico de Yebes

Hibrido criogénico de 3dB y 90° para la banda de 4-12GHz

I.Malo, J.D.Gallego, M.C.Diez

Se define:

$$\rho := \frac{Ze}{Zo} \qquad \rho = 1.353$$

NOTA : En los cálculos, se normalizan todas las dimensiones físicas por b. Al final, se desnormalizan

$$sn := \frac{s}{b}$$

Limitaciones a las dimensiones físicas de la estructura (se chequean en los resultados, al final):

$$\Delta C := \left[\frac{120 \cdot \pi \cdot (\rho - 1)}{Zs \cdot \sqrt{\rho} \cdot \sqrt{er}} \right]$$

$$k := \frac{1}{e^{0.5 \cdot \pi \cdot \Delta C} - 1}$$

$$a:=\sqrt{\left(\frac{sn-k}{sn+1}\right)^2+k}-\frac{sn-k}{sn+1}$$

$$q := \frac{k}{a}$$

$$Co := \frac{120 \cdot \pi \cdot \sqrt{\rho}}{Zs \cdot \sqrt{er}}$$

$$Cfo \coloneqq \frac{2}{\pi} \left[\frac{1}{1+sn} \cdot ln \left[\frac{1+a}{a \cdot (1-q)} \right] - \frac{1}{1-sn} \cdot ln(q) \right]$$

Co = 5.114

$$Cfai := \frac{-2}{\pi} \cdot \left(\frac{1}{1+sn} \cdot ln \left(\frac{1-sn}{2} \right) + \frac{1}{1-sn} \cdot ln \left(\frac{1+sn}{2} \right) \right)$$

$$Cfai = 0.883$$

$$w := b \cdot \left[(1 - sn)^2 \cdot \frac{(Co - Cfo - Cfai)}{4} \right]$$

$$wc := \frac{b}{\pi} \cdot \left[\ sn \cdot ln \bigg(\frac{q}{a} \bigg) + (1-sn) \cdot ln \bigg(\frac{1-q}{1+a} \bigg) \right]$$

$$wc = -242.009$$

wo := w - wc

wo = 866.766 micras

Chequeo de limitaciones:

$$if[w > b \cdot 0.35 \cdot (1 - sn), "ok", "error"] = "ok"$$

$$if\left(\frac{2}{b} \cdot \frac{wo}{1+sn} > 0.85, "ok"", "error"\right) = "ok""$$



ANEXO 2. CÁLCULO DEL BEND ÓPTIMO.

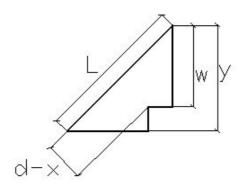
Optimal stripline Mitered 90° bend

Pg.348 Transmision Line Design Handbook. Brian C.Wadell. Artech House @ 1991

w := 612 micras , anchura de la pista b_mylar := 23 micras , espesor del mylar

b_sustrato := 508 micras , espesor de cada sustrato (RT 6002)

T := 17 micras, espesor de las pistas



 $b := b_sustrato \cdot 2 + T \cdot 2 + b_mylar$

 $b = 1.073 \times 10^3$ micras, espesor del sustrato entre planos de masa (2

$$a := \left[1.33068 - 0.38174 \cdot \frac{w}{b} + 0.152215 \cdot \left(\frac{w}{b}\right)^2 - 0.024477 \cdot \left(\frac{w}{b}\right)^3\right] \cdot w$$

$$L := 2^{0.5} \cdot a$$
 $L = 1.002 \times 10^3$ micras, longitud del mitered.

$$dmenosx := \frac{2 \cdot w - a}{2^{0.5}}$$

$$dmenosx = 364.407$$
 micras

$$y := \frac{L}{\sqrt{2}} \qquad y = 708.65 \quad \text{micras}$$

Longitud efectiva del miter:

válida con un 0.3% de ajuste para 0.2<= w/b <= 3

$$long := w \left[1.7854346 - 0.015055579 \cdot \frac{w}{b} - 0.11334006 \cdot \left(\frac{w}{b} \right)^2 + 0.050432954 \cdot \left(\frac{w}{b} \right)^3 - 0.0097883487 \cdot \left(\frac{w}{b} \right)^4 \right]^{-1}$$

long = 350.055 micras



ANEXO 3. EFECTO DEL ENCAPSULADO.

Efecto del encapsulado de la stripline.

Bibliografia:

* Ref.1: "Networks and Devices using Planar Transmission Lines". Franco Di Paolo. CRC Press, 2000. pp.101.

Los campos electromagnéticos en la stripline están contenidos fuertemente cerca del conductor central, y en los planos de masa superior e inferior.

Por tanto, cuando la anchura total es mayor de 3 veces la anchura de la tira, w, el efecto de las paredes laterales del encapsulado es despreciable.

$$w_{total} := 3 \cdot w$$
 ó mayor
$$w_{total} = 1.862 \times mm$$

Según Ref.1, el efecto del gap de aire (alrededor del conductor central) es despreciable.



ANEXO 4. MODOS SUPERIORES EN LA STRIPLINE.

Higher order modes of a stripline.

Bibliografía:

* Ref. 1: "Networks and Devices using Planar Transmission Lines". Franco Di Paolo. CRC Press, 2000. pp.111-112.

Suceden cuando la longitud de onda de la señal guiada, λg, es menor o igual que alguna dimensión transversal (W, B, (B-S)/2). Su disposición transversal es muy similar al de los modos TM y TE de guías. Son indeseados porque causan dispersión y atenuación.

Constantes:

c := 299792458000 mm/s

Datos:

s := 0.023 Separación entre sustratos

h := 0.508 + 0.017 Espesor del sustrato más el espesor de la lámina de Cu

w := 0.612 mm Anchura de la pista

er := 2.94

TM : Se genera cuando la f de la señal está en resonancia con la dimensión b (b del orden de λg/2). Si w/b<= 10, el TM de menor orden tiene una frecuencia de corte:

$$b:=2\cdot h+s$$
 $b=1.073$ mm Espesor de la estructura (dieléctrico, separación y espesor del conductor)

$$\frac{w}{b} = 0.57$$

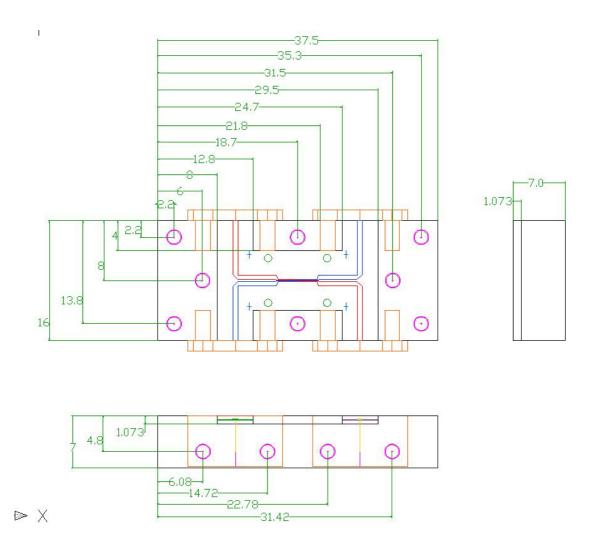
$$fcTM := \frac{c}{2 \cdot b \cdot \sqrt{er}} \qquad \qquad fcTM = 8.147 \times 10^{10} \ Hz$$

TE : Se genera cuando la f de la señal está en resonancia con la dimensión w (anchura de la pista).

$$\text{fcTE} \coloneqq \frac{c}{\left(2 \cdot w + 0.5 \cdot \pi \cdot b\right) \cdot \sqrt{\text{er}}} \qquad \qquad \text{fcTE} = 6.009 \times 10^{10} \quad \text{Hz}$$

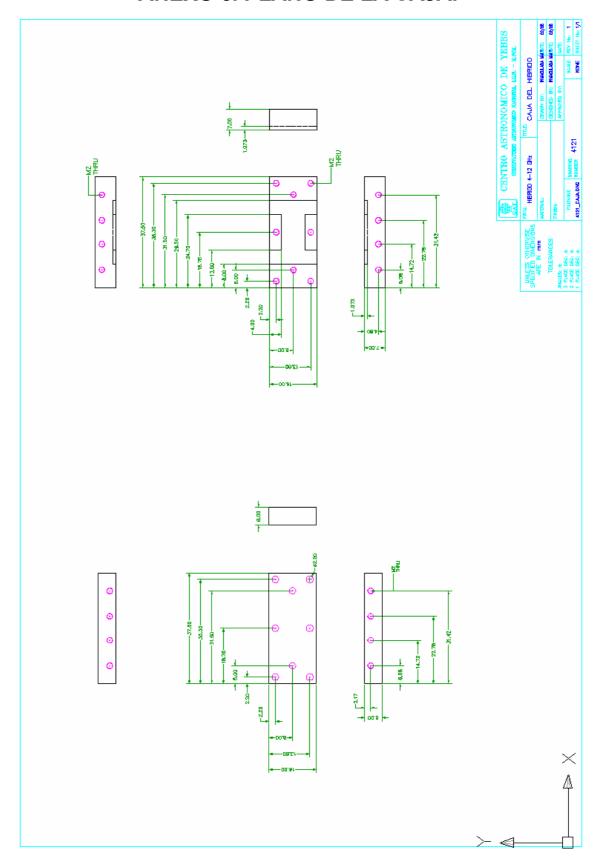


ANEXO 5. PLANO DE MONTAJE DEL HÍBRIDO.





ANEXO 6. PLANO DE LA CAJA.





ANEXO 7. HOJA DE CARACTERÍSTICAS DE LOS MATERIALES EMPLEADOS.

Caja: Aluminio.

Coeficiente de expansión térmica a 25°C: 23 ppm/°C (fuente: wikipedia).

Resistividad eléctrica: 26.50 nΩ·m @ 20°C (fuente: wikipedia).

Conductividad térmica: 237 W·m⁻¹·K⁻¹ @ 300K (fuente: wikipedia).

Mylar.



Sustrato: RT/D6002 20mills Cu 0.5OZ. EDC, 18"x12" 5E/UNCL 0200+-001/DI, una sola cara metalizada.





Advanced Circuit Materials Division 100 S. Roosevelt Avenue Chandler, AZ 85226 Tel: 480-961-1382, Fax: 480-961-4533 www.rogerscorporation.com

Data Sheet

RT/duroid®6002 High Frequency Laminates

Features:

- Low loss for excellent high frequency performance.
- Tight ε, and thickness contol.
- Excellent electrical and mechanical properties.
- Extremely low thermal coefficient of dielectric constant.
- In-plane expansion coefficient matched to copper.
- · Low Z-axis expansion.
- Low outgassing: Ideal for space applications.

Some Typical Applications:

- · Phase Array Antennas
- Ground Based and Airborne Radar Systems
- · Global Positioning System Antennas
- · Power Backplanes
- · High Reliability Complex Multilayer Circuits
- Commercial Airline Collision Avoidance Systems
- · Beam Forming Networks

RT/duroid* 6002 microwave material is the first low loss and low dielectric constant laminate to offer superior electrical and mechanical properties essential in designing complex microwave structures which are mechanically reliable and electrically stable.

The thermal coefficient of dielectric constant is extremely low from -55°C to+150°C (-67°F to 302°F) which provides the designers of filters, oscillators and delay lines the electrical stability needed in today's demanding applications.

A low Z axis coefficient of thermal expansion (CTE) ensures excellent reliability of plated through-holes. RT/duroid 6002 materials have been successfully temperature cycled (-55°C to 125°C [-67°F to 257°F]) for over 5000 cycles without a single via failure.

Excellent dimensional stability (0.2 to 0.5 mils/inch) is achieved by matching the X and Y coefficient of expansion to copper. This often eliminates double etching to achieve tight positional tolerances.

The low tensile modulus (X,Y) greatly reduces the stress applied to solder joints and allows the expansion of the laminate to be constrained by a minimum amount of low CTE metal (6 ppm/°C) further increasing surface mount reliability.

¼ oz. to 2 oz./ft.² electrodeposited copper, or ½ oz. to 2 oz/ ft.² rolled copper foil may be specified as cladding on dielectric thicknesses from 0.005° to 0.120° (0.13 to 3.05mm). RT/duroid 6002 laminate is also available clad with aluminum, brass, or copper plates.

Applications particularly suited to the unique properties of RT/duroid 6002 material include flat and non-planar structures such as antennas, complex multilayer circuits with interlayer connections, and microwave circuits for aerospace designs in hostile environments. RT/duroid 6002 laminates have Underwriters Laboratories recognition under classification 94V-0 (Vertical Flammability Test).



The world runs better with Rogers.™

Centro

de Yebes

Hibrido criogénico de 3dB y 90° para la banda de 4-12GHz

Typical Values

RT/duroid® 6002 High Frequency Laminates

PROPERTY	TYPICAL	DIRECTION	UNITS[1]	CONDITIONS	TEST METHOD
PROFERIT:	VALUE[2]	DIRECTION	OMITS[1]	CONDITIONS	TEST METHOD
Dielectric Constant, ε,	2.94 ± 0.04 (Y Spec) 2.92+-0.04	Z	34-7	10 GHz/23°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Dissipation Factor, Tan δ	0.0012	Z	-	10 GHz/23°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Thermal Coefficient of ε,	+12	Z	ppm/°C	10 GHz/1-100°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Volume Resistivity	10 ⁶	Z	Mohm cm	A	ASTM D257
Surface Resistivity	10 ⁷	Z	Mohm	A	ASTM D257
Tensile Modulus Ultimate Stress Ultimate Strain	828 (120) 6.9 (1.0) 7.3	X,Y X,Y X,Y	MPa (kpsi) MPa (kpsi) %	23°C	ASTM D638
Compressive Modulus	2482 (360)	Z	MPa (kpsi)		ASTM D638
Moisture Absorption	0.1 0.13 max	722	%	D23/24 D48/50	IPC-TM-650 2.6.2.1 ASTM D570
Thermal Conductivity	0.60		W/m/K	80°C	ASTM C518
Coefficient of Thermal Expansion	16 24	X,Y Z	ppm/°C	(10K/min)	ASTM D3386
īd	500		"C TGA		ASTM D3850
Density	2.1		gm/cm³	i i	ASTM D792
Specific Heat	0.93 (0.22)	10750	J/g/K (BTU/lb/°F)		Calculated
Copper Peel	8.9 (1.6)		Ibs/in (N/mm)		IPC-TM-650, 2.4.8
Flammability	94V-0				UL
Lead-Free Process Compatible	Yes	5			

^{[1] 51} units given first, with other frequently used units in parentheses.

Typical Values should not be used for specification limits.

STANDARD T	HICKNESS: STANDA	ARD PANEL SIZE:	STANE	OARD COPPER CLADDI	NG:
0.005" (0.12) 0.010" (0.254 0.020" (0.508 0.030" (0.762 0.060" (1.524 0.120" (3.048	mm) 18" X 2 mm) mm) mm)	2" (457 X 305mm) 4" (457 X 610mm)	½ oz. trodej Uncla Thick i	oz. (8 µm) electrodeposited copper foil. oz. (17 µm), 1 oz. (35 µm), 2 oz. (70 µm) elec- deposited and rolled copper foil. clad material 0.020" or greater is available. ck metal claddings are available. ntact customer service for more informatio	
CONTACT INFO	ORMATION:		AL 85	200 - 200-200-200-200-	V-004 004 04 04 04 04 04 04 04 04 04 04 04 04
USA:	Rogers Advanced Circ	uit Materials - ISO 9000:2000 o	ertified	Tel: 480-961-1382	Fax: 480-961-4533
Belgium:	Rogers NV - Gent - ISO 9000:2000 certified		Tel: +32-9-2353611	Fax: +32-9-2353658	
Japan:	Rogers Japan Inc.		Tel: 81-3-5200-2700	Fax: 81-3-5200-0571	
Taiwan:	Rogers Taiwan Inc.		Tel: 886-2-86609056	Fax: 886-2-86609057	
Korea:	Rogers Korea Inc.		Tel: 82-31-716-6112	Fax: 82-31-716-6208	
C:	Rogers Technologies Singapore Inc.		Tel: 65-747-3521	Fax: 65-747-7425	
Singapore:	Rogers Technologies Si	ngapore inc.			FBX. 00-/4/-/420

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit material laminates. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit material laminates for each application.

These commodities, technology and software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations. Diversion contrary to U.S. law prohibited.

RT/duroid and DUROID are licensed trademarks of Rogers Corporation. © 1987, 1988, 1992, 1999, 2005 Rogers Corporation, Printed in U.S.A., All rights reserved Revised 03/05 0700-0305-1.5ON Publication# 92-102

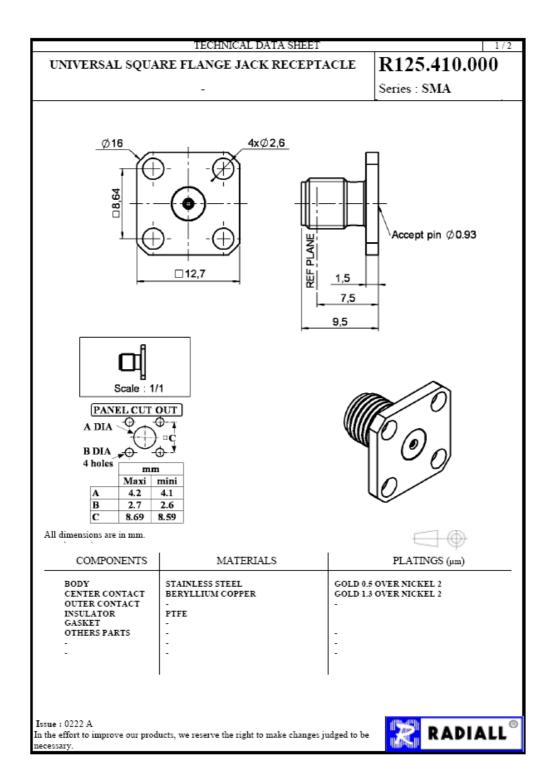
^[2] References: Internal TRs 3824, 5016, 5017, 5035. Tests were at 23°C unless otherwise noted.



Conectores:

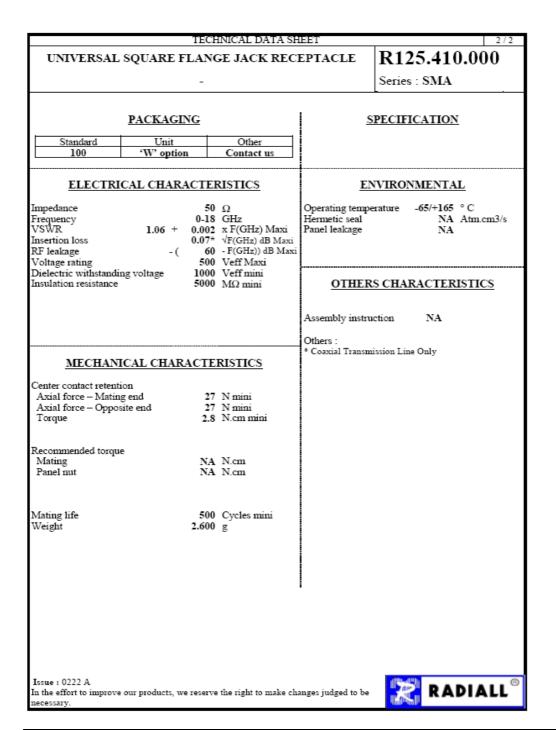
Conector sin pin deslizante: Radiall 125.410.000

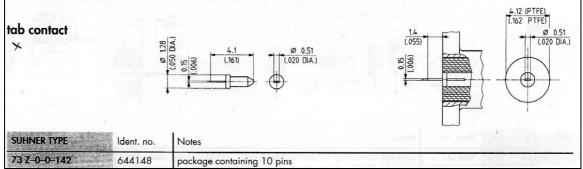
Pin deslizante: Suhner 73 Z-0-0-142





Centro Astronómico de Yebes







ANEXO 8. CARACTERÍSTICAS DE LA LPKF PROTOLASER 200.



LPKF ProtoLaser 200

Direct laser structuring of circuit boards

- High-speed direct laser structuring
- Finest circuit resolution
- Ideal for RF and microwave circuitry
- Quickly and cleanly removes large rub-out areas
- Small production runs on demand

Part #	118188
Max. layout area	100 x 100 x 50 mm (4" x 4" x 2")
Working area	229 x 305 mm (9" x 12") °
Structuring speed	Up to 6 cm²/min (1 inch²/min)
Beam diameter in focus	25 μm (1 mil)
Minimum track/space	50 μm/25μm (2 mil/1 mil) ^c
Resolution scan field	2 μm (0.08 mil)
Repeatability	±2 μm (±0.08 mil)
Laser pulse frequency	10–100 kHz
Machine dimensions (W/H/D)	1,360 x 1,920 x 1,250mm (53.5" x 75.6" x 49.2") b
Machine weight	650 kg (1,433 pounds)
Operation environment specifications	
Electric supply	230 V, 50–60 Hz, 1.4 kW
Compressed air supply	8 bar (116 psi), 160 l/min (3.5 cfm)
Cooling	Air-cooled, no external cooling required
Ambient temperature	20 °C ±2 °C (68 °F ±4 °F)
Exhaust	
Electric supply	230 V, 50 Hz, 1.2 kW
Weight	45 kg (99.2 pounds)
Volume flow	320 m³/h, max suction 21,000 PA
Filter	Active carbon filter and new HEPA filter
Accessories	
Compressor	Supply a steady, reliable source of compressed air.

- "c" Note that the size of tracks and gaps depend on material and laser parameters.

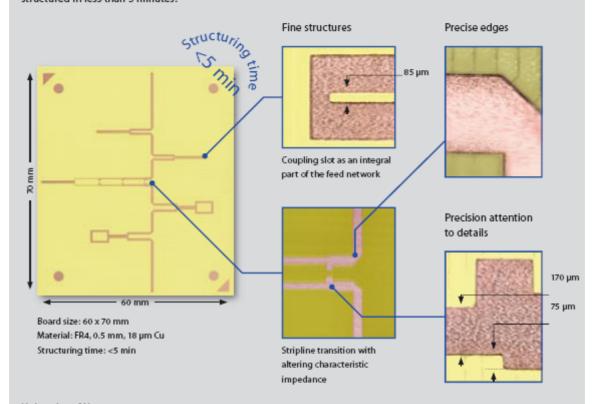
Specifications subject to change.



Best results with LPKF ProtoLaser 200

The revolutionary laser-based process dramatically accelerates electronics development with a technological breakthrough in speed and precision!

The 60 x 70 mm board shown below was structured in less than 5 minutes!



University of Hannover Institute of High Frequency Te

Institute of High Frequency Technology and Radio Systems Planar wideband feeding network for balanced antenna structures (frequency range 1-6 GHz)

The ProtoLaser has allowed us to produce as many as 500 custom filters in just one week! The ability of this system to quickly and accurately produce new design revisions has made the ProtoLaser one of our most important investments in capital equipment.

Boris Yasinov, Senior Design Engineer Elcom Technologies, USA