

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



**Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de
Telecomunicación**

TRABAJO FIN DE GRADO

**DISEÑO DE UN DIVISOR DE POTENCIA DE TIPO
TRAVELLING WAVE**

**Roberto Candelas Cancela
Tutor: Jorge Alfonso Ruiz Cruz**

Junio 2015

DISEÑO DE UN DIVISOR DE POTENCIA DE TIPO TRAVELLING WAVE

AUTOR: Roberto Cancelas Cancela

TUTOR: Jorge Alfonso Ruíz Cruz

**Grupo de Radiofrecuencia, Circuitos, Antenas y Sistemas Dpto.
de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones**

Escuela Politécnica Superior

Universidad Autónoma de Madrid

Junio de 2015



Agradecimientos

Cuando se llega al final de un camino que te ha costado tanto recorrer, resulta muy difícil no echar la vista atrás y acordarte de todas las personas que te han ayudado a estar aquí y apoyado durante todo el recorrido.

Es difícil el no agradecer a los profesores, en especial a los del grupo RFCAS, su compromiso y trabajo, su capacidad de hacer que diera lo mejor de mí a lo largo de todo este tiempo. En este momento me acuerdo de las personas que me inspiraron a involucrarme en la radiofrecuencia para realizar el trabajo de fin de grado con sus clases, gracias Juan y gracias Jorge, ha sido un verdadero placer tenerlos como apoyo.

También a mis compañeros, que con el paso de los cursos y de todos los momentos vividos han pasado a ser verdaderos amigos.

Para finalizar, al escribir estas líneas no puedo olvidarme de mi familia, mis padres y mi hermano, quienes han sufrido conmigo los malos y buenos momentos, quienes han permanecido siempre a mi lado. Vosotros sois también parte de esto.

Resumen

En este trabajo se ha realizado el diseño de un divisor de potencia travelling-wave que tiene como finalidad el permitir realizar etapas de amplificación de alta potencia. Para ello se usará tanto de divisor como de combinador, este comportamiento se ha demostrado teóricamente mediante el uso de los parámetros S para el divisor/combinador en cadena. También se presentan varias simulaciones de este dispositivo para verificar los resultados obtenidos.

Previamente se ha realizado un análisis de los acopladores direccionales, que serán los que conformen los dispositivos combinadores. En primer lugar analizándolos con el uso de los parámetros S, y posteriormente dando varios ejemplos de tipos de acopladores direccionales, presentando sus ventajas y desventajas.

Como conclusión al trabajo se presenta una red combinadora completa, donde se hace uso de todos los elementos que se han ido estudiando a lo largo del trabajo, dando lugar al primer paso para el diseño de una etapa de amplificación de alta potencia.

Palabras clave

Travelling-wave, divisor, combinador, potencia, amplificador, radiofrecuencia, guía de onda, acoplador direccional, coeficiente de acoplamiento, red de cuatro puertos, red combinadora, Bethe, multiapertura, branch-line, Riblet.

Abstract

In this work the design of a travelling-wave power divider has been carried out. The objective is to allow high power amplification stages. For this matter, its behavior has been demonstrated theoretically by using the S parameters for the divider/combiner chain. In order to verify the theoretical results, several simulations of these devices have been presented.

Previously four types of directional couplers have been analyzed which will be used to conform the combining structures. These devices have been analyzed using the S parameters and giving advantages and disadvantages of each type.

Finally a full combiner network conformed by the use of all previous devices has been studied, leading to the first step in the designing of a high power amplifier stage.

Keywords

Travelling-wave, divider, combiner, power, amplifier, radiofrequency, waveguide, directional coupler, coupling coefficient, four port network, combiner network, Bethe, multihole, branch-line, Riblet.

Índice del contenido

| | |
|---|--|
| Capítulo 1: Introducción... .. 1 | |
| 1.1 Motivación... .. 1 | |
| 1.2 Objetivos y Estado del arte... .. 1 | |
| 1.3 Organización de la memoria... .. 2 | |
| Capítulo 2: Acopladores direccionales... .. 3 | |
| 2.1 Introducción... .. 3 | |
| 2.2 Parámetros S de una red de cuatro puertos... .. 5 | |
| 2.3 Ejemplos de acopladores direccionales... .. 7 | |
| 2.3.1 Bethe Hole... .. 8 | |
| 2.3.2 Multi-apertura... .. 11 | |
| 2.3.3 Riblet... .. 14 | |
| 2.3.4 Branch-Line... .. 18 | |
| 2.4 Acopladores en cascada... .. 24 | |
| Capítulo 3: Divisor/Combinador Travelling-wave... ..29 | |
| 3.1 Introducción... .. 29 | |
| 3.2 Combinador en cadena. Estudio... .. 30 | |
| 3.3 Combinador en cadena. Diseño... .. 33 | |
| Capítulo 4: Red completa... ..35 | |
| 4.1 Introducción... .. 35 | |
| 4.2 Estudio teórico... .. 35 | |
| 4.3 Diseño... .. 39 | |
| Capítulo 5: Conclusiones y trabajo futuro... ..43 | |
| 5.1 Conclusiones 43 | |
| 5.2 Trabajo futuro 43 | |
| Referencias... .. 45 | |
| Anexo A: Dimensiones de los diseños realizados... .. 47 | |
| Anexo B: Diseño de elementos adicionales... .. 51 | |

Índice de figuras

Figura 1 (pág. 3): Acoplador de líneas acopladas

Figura 2 (pág. 3): Acoplador Multicamino

Figura 3 (pág. 4): Acoplador direccional con puerto de entrada en puerto 1 (izq.) y en puerto 4 (der.)

Figura 4 (pág. 8): Estructura del acoplador Bethe Hole

Figura 5 (pág. 8): Esquema de ondas interior en el acoplador Bethe Hole

Figura 6 (pág. 10): Simulación del Coeficiente de acoplamiento y Aislamiento en función de la frecuencia de un acoplador Bethe Hole con frecuencia de diseño de 9GHz

Figura 7 (pág. 10): Simulación en CST del Coeficiente de acoplamiento y Aislamiento en función de la frecuencia de un acoplador Bethe Hole con frecuencia de diseño de 9GHz

Figura 8 (pág. 11): Simulación en CST de la Variación del coeficiente de acoplamiento en función del grosor de la pared común de un acoplador Bethe Hole con frecuencia de diseño de 9GHz

Figura 9 (pág. 12): Esquema de funcionamiento de un acoplador Multi-apertura de 2 aperturas

Figura 10 (pág. 13): Simulación en CST del Coeficiente de acoplamiento y Aislamiento en función de la frecuencia de un acoplador Multi-apertura con frecuencia de diseño de 9GHz

Figura 11 (pág. 14): Acoplador Riblet con geometría en plano H (izquierda) y en plano E (derecha)

Figura 12 (pág. 15): Esquema de las dimensiones utilizadas para el diseño del acoplador Riblet

Figura 13 (pág. 16): Simulación en CST del Coeficiente de acoplamiento y aislamiento en función de la frecuencia de un acoplador Riblet con frecuencia de diseño de 9GHz (fase 1)

Figura 14 (pág. 17): Simulación en CST del Coeficiente de acoplamiento y aislamiento en función de la frecuencia de un acoplador Riblet con frecuencia de diseño de 9GHz (fase 2)

Figura 15 (pág. 17): Simulación en CST del Coeficiente de acoplamiento y aislamiento en función de la frecuencia de un acoplador Riblet con frecuencia de diseño de 9GHz (fase 3)

Figura 16 (pág. 18): Diseño de un acoplador Branch-line en tecnología microstrip

Figura 17 (pág. 18): Acoplador Branch-Line periódico (izquierda.) y acoplador Branch-line síncrono (derecha)

Figura 18 (pág. 19): Esquema de diseño de acoplador Branch-line periódico

Figura 19 (pág. 19): Esquema de división del problema de diseño del acoplador Branch-line utilizando el método par-impar

Figura 20 (pág. 21): Simulación en CST del Coeficiente de acoplamiento y aislamiento en función de la frecuencia de dos acoplador Branch-Line de 3 y 6 ramas a 8.5dB con frecuencia de diseño de 9GHz

Figura 21 (pág. 22): Simulación en CST del Coeficiente de acoplamiento de un acoplador Branch-Line de 6 ramas a 8.5dB con frecuencia de diseño de 9GHz en función de la longitud de las ramas

Figura 22 (pág. 23): Simulación en CST del Coeficiente de acoplamiento y aislamiento en función de la frecuencia de un acoplador Branch-Line de 6 ramas a 8.5dB con frecuencia de diseño de 9GHz

Figura 23 (pág. 24): Esquema de conexión de acopladores en cascada

Figura 24 (pág. 26): Esquema de acoplador direccional para conexión en cascada

Figura 25 (pág. 27): Simulación en CST del Coeficiente de acoplamiento y aislamiento en función de la frecuencia de dos acopladores Branch-Line de 3 ramas a 15.908dB con frecuencia de diseño de 9GHz conectados en cascada para conseguir un coeficiente de acoplamiento de 10dB

Figura 26 (pág. 27): Simulación en CST del Coeficiente de acoplamiento y aislamiento en función de la frecuencia de dos acopladores Branch-Line de 5 ramas a 3dB con frecuencia de diseño de 10GHz conectados en cascada buscando un coeficiente de acoplamiento de 0dB

Figura 27 (pág. 30): Esquema de arquitectura de combinador en cadena formado por la unión en serie de acopladores direccionales

Figura 28 (pág. 30): Señales definidas en el combinador en cadena funcionando como sumador formado por la unión en serie de acopladores direccionales

Figura 29 (pág. 32): Señales definidas en el combinador en cadena funcionando como divisor formado por la unión en serie de acopladores direccionales

Figura 30 (pág. 33): Divisor de tipo travelling-wave formado por la unión en cadena de varios acopladores Branch-line

Figura 31 (pág. 33): Simulación en CST de un combinador travelling-wave de 3 etapas formado por acopladores Branch-Line con frecuencia de diseño de 9GHz

Figura 32 (pág. 34): Simulación en CST de los Coeficientes de reflexión de un combinador travelling-wave de 3 etapas formado por acopladores Branch-Line con frecuencia de diseño de 9GHz

Figura 33 (pág. 35): División de una etapa de amplificación en varias etapas utilizando un divisor y un combinador de potencia travelling-wave

Figura 34 (pág. 36): Red combinadora travelling-wave de N etapas con acoplador de 0dB en la primera etapa

Figura 35 (pág. 37): Red combinadora travelling-wave de N etapas con acoplador de 0dB en la primera etapa, donde se ha rotado la parte combinadora respecto de la divisora

Figura 36 (pág. 39): Red combinadora completa travelling-wave de 4 etapas en CST

Figura 37 (pág. 39): Simulación en CST del Coeficiente de reflexión (izq.) y respuesta a la salida (der.) de la red combinadora de 4 etapas simulada en CST

Figura 38 (pág. 40): Simulación en CST de la Respuesta en parámetros S de los puertos no usados en la parte divisora de la red combinadora de 4 etapas simulada en CST

Figura 39 (pág. 40): Simulación en CST de la Respuesta en parámetros S de los puertos no usados en la parte combinadora de la red completa de 4 etapas simulada en CST

Figura 40 (pág. 41): Red completa “compacta” travelling-wave de 3 etapas en CST

Figura 41 (pág. 41): Simulación en CST del Coeficiente de reflexión (izq.) y respuesta a la salida (der.) de la red completa de 3 etapas con giros simulada en CST

Figura 42 (pág. 42): Respuesta en parámetros S de los puertos no usados en la parte combinadora de la red c completa de 3 etapas con giros simulada en CST

Figura 43 (pág. 42): Respuesta en parámetros S de los puertos no usados en la parte combinadora de la red completa de 3 etapas con giros simulada en CST

Índice de tablas

Tabla 1 (pág. 7): Coeficientes de acoplamiento típicos y su traducción en fracción de la potencia de entrada en el puerto acoplado.

Tabla 2 (pág. 9): Valores de la polarizabilidad eléctrica y magnética, para apertura circular o rectangular

Tabla 3 (pág. 21): Dimensiones de diseño de acopladores Branch Line de 3 y 6 ramas a 8.5dB a una frecuencia de 9GHz

Tabla 4 (pág. 31): Coeficiente de acoplamiento necesario para las tres primeras etapas del combinador en cadena

Glosario

Banda X: Banda de radiofrecuencia comprendida de 8 a 12 GHz, utilizada en comunicaciones por satélite y sistemas radar.

CST: Computer Simulation Technology.

TWD: Travelling-wave divider.

WR-90: Estándar de dimensiones de guía de onda rectangular.

Capítulo 1: Introducción

1.1 Motivación

En las comunicaciones por radiofrecuencia, especialmente en comunicaciones por satélite, es necesario el uso de amplificadores que sean capaces de manejar alta potencia y que presenten un ancho de banda amplio. La realización de esta función con un solo dispositivo amplificador no es eficiente, ya que a mayor potencia, menor ancho de banda. Por tanto se hace necesario el uso de otras técnicas para el diseño de las etapas de amplificación.

Se han desarrollado varias técnicas alternativas que hacen uso de la combinación de potencia para permitir la realización de etapas amplificadoras que manejen alta potencia. Esta combinación ha de realizarse de forma eficiente y con pocas pérdidas de inserción, siempre buscando la mayor banda de trabajo posible.

Se busca el dividir la etapa de amplificación, formada por un solo dispositivo, en tres fases, la primera de ellas será una fase de división de potencia en varias fracciones, seguida de la fase de amplificación de cada una de las partes de potencia, finalizando con la suma de todas esas partes. Dicho de otra forma, que la onda vaya viajando por diferentes etapas de una red dando lugar en la salida a la señal amplificada, a este funcionamiento se le conoce como travelling-wave.

1.2 Objetivos y Estado del arte

El objetivo de este trabajo es caracterizar y presentar las etapas de división y combinación de potencia, que permitan el realizar la etapa de amplificación para manejo de alta potencia. En primer lugar se diseñarán los dispositivos capaces de dividir y combinar potencia para, posteriormente, juntarlos en una red combinadora completa. Estos dispositivos estarán formados por acopladores direccionales, ya que como se verá son dispositivos con pocas pérdidas de inserción realizables en varias tecnologías y ampliamente usados en la radiofrecuencia para la combinación de potencia.

En las últimas décadas se han realizado trabajos que abordan el diseño de un dispositivo combinador de potencia de tipo travelling-wave, por ejemplo en [20] se realiza el diseño de un combinador travelling-wave de 8 etapas usando guías de onda ranuradas en la banda Ka , otro ejemplo, en banda X utilizando tecnología planar sería el realizado en [21]. Nuevos trabajos han desarrollado nuevos dispositivos basados en optimizar tanto la eficiencia de potencia como el tamaño [17]. Todos estos trabajos tienen como base el trabajo de K. J. Russel en [22], donde se definen las diferentes formas para establecer la combinación de potencia en radiofrecuencia, como son las estructuras en árbol o cadena.

1.3 Organización de la memoria

La memoria de este trabajo se ha estructurado de la siguiente forma:

- Capítulo 1: Introducción. Motivación, objetivos y organización de la memoria.
- Capítulo 2: Acopladores direccionales. Se comenzará haciendo un estudio de los parámetros S de una red de cuatro puertos, seguido de varios ejemplos de diseño de estos dispositivos. Para finalizar se realizará un análisis de la conexión en cascada de acopladores.
- Capítulo 3: Divisor/Combinador Travelling-wave. Durante este capítulo se presentará el diseño de la red de combinación de potencia, se demostrará su funcionamiento de forma teórica y con un ejemplo de diseño.
- Capítulo 4: Red completa. En este capítulo se hará uso del dispositivo diseñado en el capítulo anterior para la realización del diseño de una red de amplificación completa, con etapa divisora y combinadora.
- Capítulo 5: Conclusiones y trabajo futuro.
- Anexo A: Dimensiones de los diseños realizados.
- Anexo B: Diseño de elementos adicionales.

Capítulo 2: Acopladores Direccionales

2.1 Introducción

Los acopladores son dispositivos electrónicos pasivos usados en el campo de las microondas y la radiocomunicación; su función consiste en transmitir parte o la totalidad de la potencia de la señal que llega a su puerto o puertos de entrada hacia el puerto o puertos de salida.

Según como se realice el acoplamiento físico de la potencia, los acopladores se pueden dividir en [1]:

- Acopladores de líneas acopladas, el acoplamiento se consigue gracias a la proximidad de las dos líneas. Permiten un ancho de banda grande, pero no permiten obtener acoplamientos elevados.

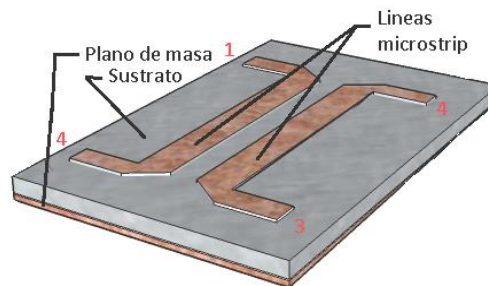


Figura 1: Acoplador de líneas acopladas

- Acopladores multicamino, el acoplo se hace por líneas de transmisión que comunican las dos líneas. Al estar conectadas las dos líneas de forma física, permiten alta potencia y conseguir acoplamientos altos con bajas pérdidas.

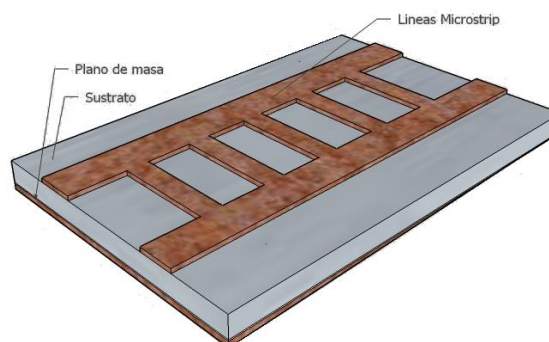


Figura 2: Acoplador Multicamino

En cuanto a la tecnología usada para la construcción de los acopladores, se puede decir que dependerá del diseño y de los parámetros que en él se requieran, tales como el ancho de banda, la frecuencia de trabajo, el coeficiente de acoplamiento o el aislamiento [2].

Por ejemplo, se diseñará en tecnología de guía de onda cuando se busque manejar alta potencia y tener pocas pérdidas de inserción. En cambio, cuando se requiera un tamaño pequeño y un diseño simple será mejor tecnología plana, tal como microstrip o stripline.

Un acoplador direccional es un acoplador de cuatro puertas [3], numeradas de 1 a 4, en la que la energía que incide por la puerta de entrada se reparte entre dos puertas de salida, quedando la puerta restante aislada. El esquema básico sería:

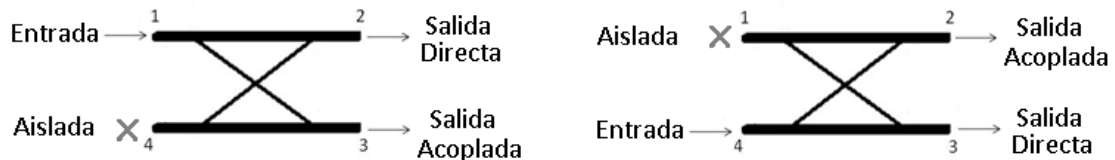


Figura 3: Acoplador direccional con puerto de entrada en puerto 1 (izq.) y en puerto 4 (der.)

Como se puede ver, cualquiera de los puertos del dispositivo puede usarse como entrada, a partir del puerto de entrada siempre tendremos dos puertos de salida y un puerto aislado. El reparto de potencia entre los dos puertos de salida se definirá mediante el coeficiente de acoplamiento, que indicará qué fracción de la potencia de entrada pasa a la salida acoplada.

En el desarrollo de este TFG se estudiará el diseño de acopladores direccionales de cuatro puertos multicamino en guía de onda, que serán tratados como una red de cuatro puertos, esto permite el poder estudiarlos a través de su matriz de parámetros S.

2.2 Parámetros S de una red de cuatro puertos

La matriz de parámetros S para una red de cuatro puertos se define como [1]:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$$

A diferencia de una red tres puertos, una red de cuatro puertos puede ser simultáneamente recíproca, sin pérdidas y con sus cuatro puertos adaptados [1] [3]:

- Si la red está adaptada, $S_{ii} = 0$, esto es $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$.
- Si la red es recíproca, es decir, no contiene elementos activos y es pasiva, entonces los $S_{ij} = S_{ji}$, lo que implica que la matriz de parámetros S es igual a su transpuesta.
- Si la red no tiene pérdidas, la potencia entrante y saliente, con generadores arbitrarios, ha de ser la misma, por lo que la matriz de parámetros S es unitaria, esto es que $S \cdot S^t = I$, donde I es la matriz identidad 4x4. Se puede ver en la literatura [1 y 3], que esta asunción deriva en varias relaciones que llevan a que $S_{14} = S_{23} = 0$, $|S_{13}| = |S_{24}|$ y $|S_{12}| = |S_{34}|$.

Obteniendo que la matriz de parámetros S para una red de cuatro puertos, recíproca, sin pérdidas y adaptada es:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta e^{j\theta} & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & \beta e^{j\Phi} \\ \beta e^{j\theta} & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & \beta e^{j\Phi} & \alpha & 0 \end{bmatrix}, S_{12} = S_{34} = \alpha, S_{13} = \beta e^{j\theta} \text{ y } S_{24} = \beta e^{j\Phi}$$

Para que S sea unitaria, es decir, que no hay pérdidas, debe ocurrir que $\alpha^2 + \beta^2 = 1$, lo que implica que $\Phi + \theta = (2n + 1)\pi$, para ello se presentan dos alternativas [3]:

- Acoplador simétrico, $\Phi = \theta = \frac{\pi}{2}$, desfase de 90° entre señales de salida

$$[\mathbf{S}] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix}$$

- Acoplador anti simétrico, $\Phi = \pi, \theta = 0$, desfase de 180° entre señales de salida

$$[\mathbf{S}] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix}$$

Se demuestra que cualquier red de cuatro puertos, recíproca, sin pérdidas y adaptada es un acoplador direccional [3].

A partir de los parámetros S podemos definir las características que determinan un acoplador direccional, como son:

- Coeficiente de acoplo, indica la fracción de la potencia de entrada que se transmite al puerto acoplado:

$$C = -20 \log_{10} |S_{31}| \text{ dB}$$

- Directividad, indica la fracción de la potencia de entrada que se transmite al puerto directo:

$$D = -20 \log_{10} |S_{21}| \text{ dB}$$

- Aislamiento, indica la fracción de la potencia de entrada que se transmite al puerto aislado:

$$I = -20 \log_{10} |S_{41}| \text{ dB}$$

Idealmente el aislamiento será infinito y el coeficiente de acoplamiento constante en el valor de diseño en la banda de trabajo.

Los valores de α y β se pueden definir con un valor real, debido a cuestiones de potencia, tal que:

$$\beta = c, \quad \alpha = \sqrt{1 - c^2}$$

Donde c es el coeficiente de acoplamiento en unidades reales. Un caso de especial interés es el de las uniones híbridas, en la que se tiene un coeficiente de acoplamiento de 3dB, con $\alpha = \beta = 1/\sqrt{2}$. Otros valores típicos para el coeficiente de acoplamiento son:

| C [dB] | Potencia en la salida acoplada |
|--------|--------------------------------|
| 3 | 1/2 de la potencia de entrada |
| 6 | 1/4 de la potencia de entrada |
| 8.5 | 3/8 de la potencia de entrada |
| 10 | 1/10 de la potencia de entrada |

Tabla 1: Coeficientes de acoplamiento típicos y su traducción en fracción de la potencia de entrada en el puerto acoplado.

2.3 Ejemplos de acopladores direccionales

Todos los diseños de acopladores que se presentan están compuestos por dos guías de onda rectangulares, independientes, unidas de forma física, ya sea a través de aperturas en una pared común a las dos líneas o mediante secciones de guía de onda que las unen. El elegir un tipo u otro de construcción dependerá de la aplicación en la que se vaya a usar el acoplador.

Se realizarán los diseños para trabajar en banda X (8.2 GHz a 12.4 GHz), por lo que se utilizará el estándar de guía rectangular WR-90 (22.86mm x 10.16mm).

Para cada caso se realizará un análisis teórico, para, posteriormente simular un ejemplo de diseño en el software de simulación CST Studio Suite, con el objetivo de verificar los resultados obtenidos.

Como requisito en los diseños, se buscará que el coeficiente de acoplamiento sea constante en el valor elegido y que el coeficiente de reflexión y el aislamiento sean menores de -20dB, en la mayor banda de trabajo posible.

2.3.1 Bethe Hole

En el acoplador Bethe-hole el acoplo entre las dos guías se consigue mediante una única apertura (hole) en su pared común [1] [3]. Esta apertura puede ser cuadrada o circular, y, generalmente, no está centrada en el ancho de la guía si no que se desplaza una distancia s respecto de la pared lateral. Tanto esta distancia como la dimensión de la apertura definirán las características del acoplador.

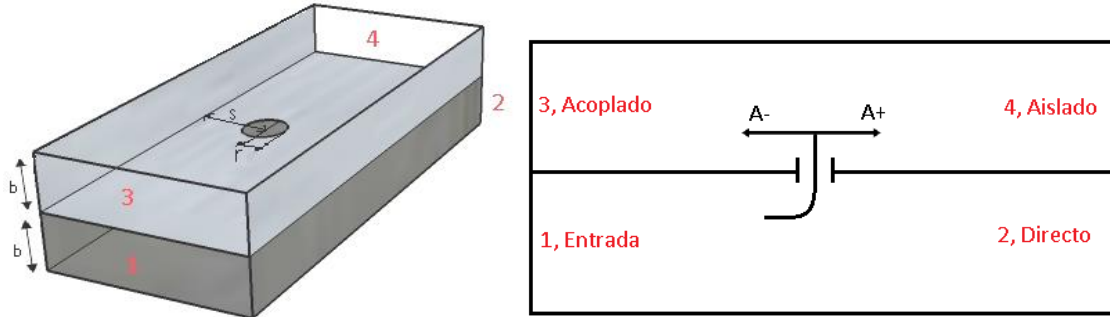


Figura 4: Estructura del acoplador Bethe Hole

Figura 5: Esquema de ondas interior en el acoplador Bethe Hole

Si, por ejemplo, una onda en modo TE₁₀ incide en el puerto 1, tenemos que en la apertura se generan unas corrientes de polarización, P_e y P_m , que dependerán de la potencia incidente y de la geometría elegida para la apertura. A su vez, estas corrientes generan dos ondas en la guía acoplada, una hacia el puerto 4, A_{10}^+ , y otra hacia el puerto 3, A_{10}^- , definidas como:

$$A_{10}^+ = \frac{-j\omega A}{P_{10}} \left[\epsilon_0 \alpha_e \sin^2 \frac{\pi s}{a} - \frac{\mu_0 \alpha_m}{Z_{10}^2} \left(\sin^2 \frac{\pi s}{a} + \frac{\pi^2}{\beta^2 a^2} \cos^2 \frac{\pi s}{a} \right) \right]$$

$$A_{10}^- = \frac{-j\omega A}{P_{10}} \left[\epsilon_0 \alpha_e \sin^2 \frac{\pi s}{a} + \frac{\mu_0 \alpha_m}{Z_{10}^2} \left(\sin^2 \frac{\pi s}{a} - \frac{\pi^2}{\beta^2 a^2} \cos^2 \frac{\pi s}{a} \right) \right]$$

En estas ecuaciones se supone que las dos guías son paralelas. El desarrollo matemático para obtener estas ecuaciones se puede encontrar en [1, pp. 334-335] y no se reescribirá aquí.

Los parámetros α_e y α_m son la polarizabilidad eléctrica y magnética de la apertura, que se definen dependiendo de la forma de la apertura [1, pp. 217]:

| Forma Apertura | α_e | α_m |
|----------------|------------------------|------------------------|
| Circular | $\frac{2r_0^3}{3}$ | $\frac{4r_0^3}{3}$ |
| Rectangular | $\frac{\pi l d^2}{16}$ | $\frac{\pi l d^2}{16}$ |

Tabla 2: Valores de la polarizabilidad eléctrica y magnética, para apertura circular o rectangular

Para que sea un acoplador direccional el puerto 4 debe estar aislado, entonces se ha de cumplir que $A_{10}^+ = 0$, aplicando esta condición tenemos que:

$$\sin \frac{\pi s}{a} = \pi \sqrt{\frac{2}{4\pi^2 - k_0^2 a^2}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{2(\lambda_0^2 - a^2)}}$$

Se obtiene que el coeficiente de acoplamiento y el aislamiento, para este tipo de acopladores, vienen dados como:

$$C = 20 \log_{10} \left| \frac{A}{A_{10}^-} \right| \text{ dB}, \quad I = 20 \log_{10} \left| \frac{A}{A_{10}^+} \right| \text{ dB}$$

A modo de ejemplo se ha realizado el diseño para un acoplador Bethe-hole en la frecuencia de trabajo de 9GHz con un coeficiente de acoplo de 20 dB y apertura circular [1] [4]. En primer lugar se realiza un diseño teórico utilizando Python, con el objetivo de calcular las dimensiones necesarias para la apertura, obteniendo son $s = 9.69\text{mm}$ y $r_0 = 4.15\text{mm}$.

Se verifican estos resultados con los que se obtienen en [3, pp.337]. A continuación se muestra una gráfica para el coeficiente de acoplamiento y el aislamiento teóricos para este diseño:

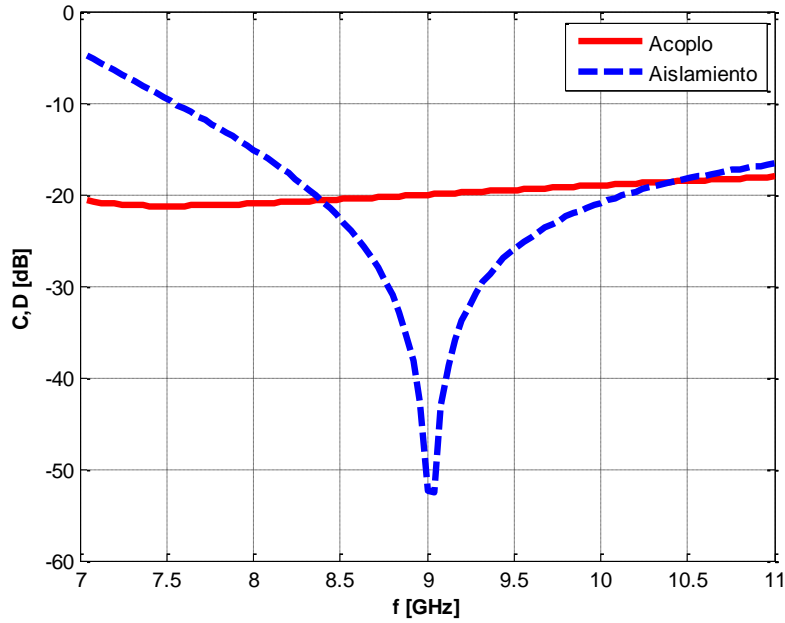


Figura 6: Simulación del Coeficiente de acoplamiento y Aislamiento en función de la frecuencia de un acoplador Bethe Hole con frecuencia de diseño de 9GHz

Como se observa en la figura, el acoplamiento varía alrededor de 1dB del objetivo de diseño en la banda de trabajo, en cambio el aislamiento es muy grande a la frecuencia de trabajo, pero disminuye abruptamente conforme nos alejamos de esta. Este resultado nos indica que este tipo de acopladores funcionan bien a la frecuencia de trabajo, pero con una banda de trabajo estrecha. A continuación se muestran los resultados obtenidos en la simulación realizada en CST para el acoplador Bethe Hole:

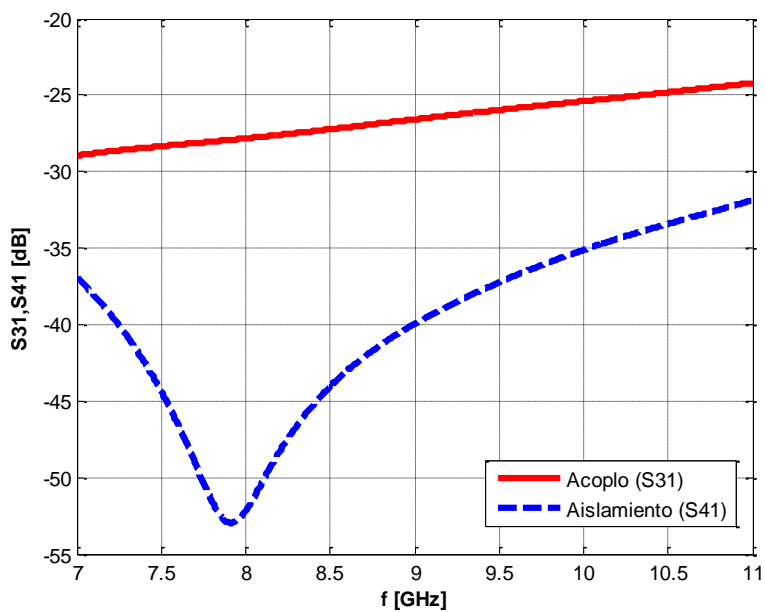


Figura 7: Simulación en CST del Coeficiente de acoplamiento y Aislamiento en función de la frecuencia de un acoplador Bethe Hole con frecuencia de diseño de 9GHz

Se observa que la simulación con las dimensiones teóricas obtenidas no produce una respuesta en la simulación tan óptima, ya que el coeficiente de acoplamiento no es constante al valor de diseño. Una posible interpretación del porqué esta variación, puede ser que en el desarrollo teórico no se ha tenido en cuenta el grosor de la pared común a las dos guías. Para verificar esta hipótesis se han realizado varias simulaciones variando este grosor:

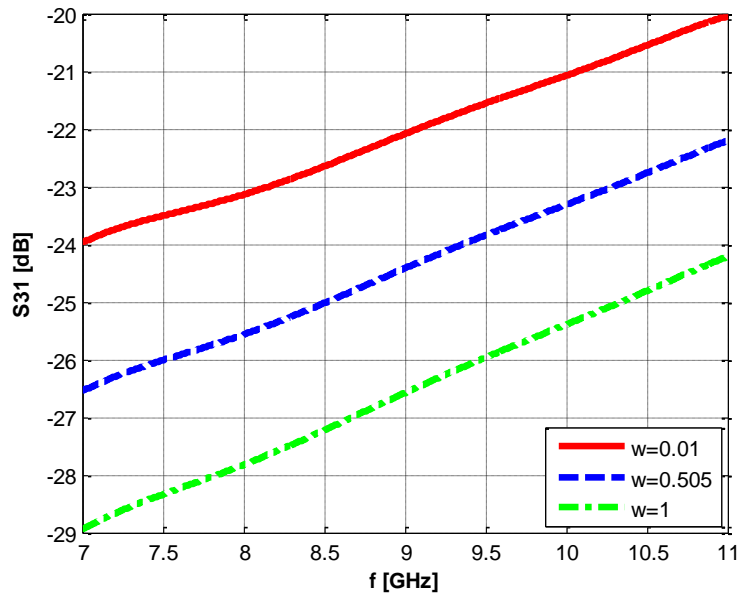


Figura 8: Simulación en CST de la Variación del coeficiente de acoplamiento en función del grosor de la pared común de un acoplador Bethe Hole con frecuencia de diseño de 9GHz

Como se puede ver, la hipótesis es correcta, conforme reducimos el grosor de la pared común el resultado de la simulación se asemeja al resultado teórico. Un problema que surge es contemplar si el diseño va a poder ser construible con un grosor tan pequeño.

Para finalizar, señalar como ventaja de este tipo de acoplador, que presenta un diseño y una estructura simple. Por el contrario, tiene una banda de trabajo estrecha, debido al aislamiento. Además, como se verá a continuación, existen otro tipo de acopladores, que presentan un mejor comportamiento.

2.3.2 Multi-apertura

Este tipo de acopladores surge como la evolución directa del acoplador Bethe-Hole, ambos presentan la misma estructura, es decir, dos guías acopladas por aperturas en su pared común. En este caso, lo que se pretende conseguir es aumentar el ancho de banda de trabajo, para ello se usa más de una apertura en la pared común a las guías, dando así mayor grado de libertad al diseñador.

El funcionamiento básico de este tipo de acopladores, para el caso de dos aperturas, es el que se muestra a continuación:

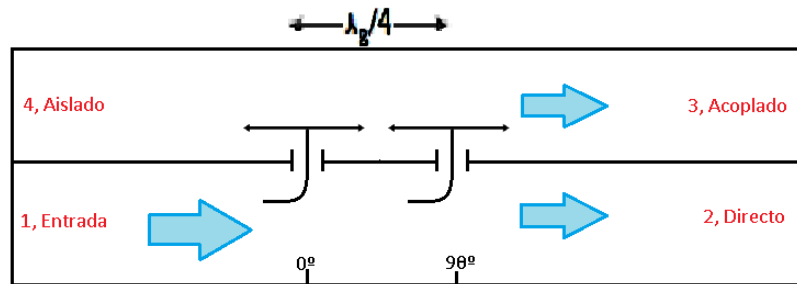


Figura 9: Esquema de funcionamiento de un acoplador Multi-apertura de 2 aperturas

Ambas aperturas generan dos ondas, una en la dirección del puerto acoplado y otra en la dirección del puerto aislado. Para conseguir que no vaya señal al puerto aislado las aperturas se sitúan una de otra a una distancia de $\lambda_g/4$, esto produce un desfase entre las señales generadas en la primera apertura y la segunda apertura de -90° , con esto conseguimos que:

- En el puerto acoplado llegue la suma de las dos señales que se generan en las aperturas, debido a que las dos señales generadas han recorrido una distancia de $\lambda_g/4$ hasta la segunda apertura, y llegan con el mismo desfase (-90°)
- En cambio, en el puerto aislado no llega señal, debido a que las señales generadas se suman en contrafase. Esto es porque la señal generada en la apertura 2 tiene que recorrer una distancia de $\lambda_g/2$ para llegar a la apertura 1, por lo que presenta un desfase de -180° , que provoca que se anulen las dos señales.

Por supuesto, este mismo razonamiento se puede ampliar para el caso de N aperturas, siempre que guarden entre ellas una distancia de $\lambda_g/4$.

El desarrollo matemático para la realización del diseño se puede encontrar en [1, pp.338-343] [5] y no se reescribirá aquí. Tan solo señalar que tanto el coeficiente de acoplamiento como la directividad del acoplador, van a depender del coeficiente de acoplamiento y la directividad para cada una de las aperturas independientes.

Para realizar el diseño de este tipo de acopladores podemos usar dos métodos que nos permiten el calcular cada uno de los coeficientes del acoplo y la directividad de cada apertura:

- Binomial, este método permite obtener una directividad lo más plana posible dentro de la banda de trabajo, aproximando los coeficientes de acoplo a coeficientes binomiales.
- Chebyshev, en este método se obtiene una directividad rizada en la banda de trabajo. Se realiza usando los polinomios de Chebyshev; para este método es obligatorio que el número de aperturas sea par, con ello conseguimos que el acoplador sea simétrico respecto del centro.

A modo de ejemplo se ha realizado la simulación de un acoplador Multi-apertura, con las mismas restricciones que se han buscado en el diseño del acoplador Bethe-Hole de la sección anterior, pero esta vez usando varias aperturas circulares situadas en $s=a/4$.

Las dimensiones necesarias para el acoplador usando 4 aperturas y el método de Chebyshev que se obtienen son que el radio de las aperturas es 3.26mm para la primera y la tercera apertura, y 4.51mm para la segunda y la cuarta apertura. El cálculo realizado para obtener estas dimensiones se puede encontrar en [3, pp.341-342].

Con estas dimensiones se ha simulado el acoplador en el software CST, obteniendo la siguiente respuesta:

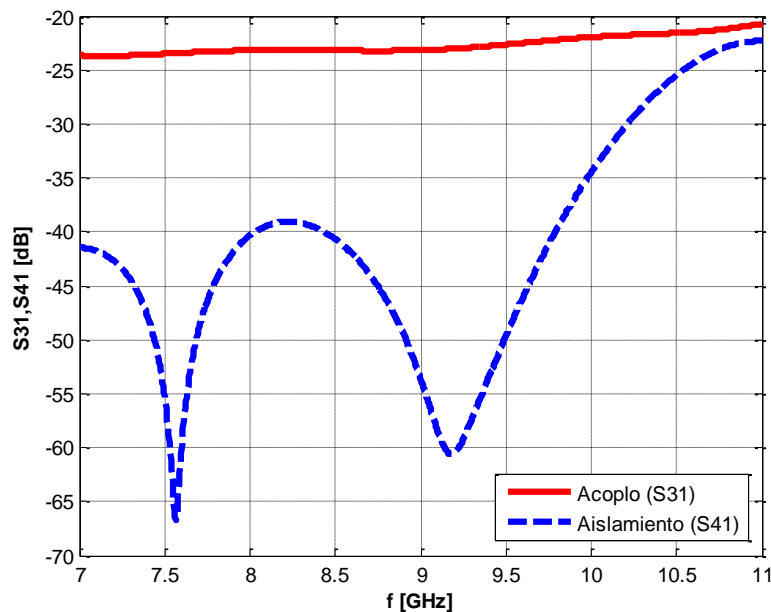


Figura 10: Simulación en CST del Coeficiente de acoplamiento y Aislamiento en función de la frecuencia de un acoplador Multi-apertura con frecuencia de diseño de 9GHz

Como se puede ver en los resultados obtenidos en las simulaciones del acoplador Multi-apertura, se ha conseguido aumentar la banda de trabajo, respecto al acoplador Bethe-Hole, al rizar la respuesta del aislamiento.

En esta simulación se han utilizado cuatro aperturas, si se utiliza un número mayor de aperturas, es decir, aportar mayor grado de libertad al diseñador, se conseguirá un rizado mayor.

En ambos casos, también se puede ver como los resultados teóricos son aproximaciones para un primer diseño inicial, si se quisiera obtener el comportamiento óptimo habría que realizar una optimización de la geometría.

2.3.3 Riblet

El acoplador Riblet consiste en dos guías con una pared común, el acoplamiento entre las dos guías se consigue eliminando una sección, de longitud L , de la pared común para las dos guías. La gran ventaja de estos acopladores es que son compactos, tienen un gran aislamiento y pocas pérdidas de retorno. Además se pueden realizar en plano E o en plano H:

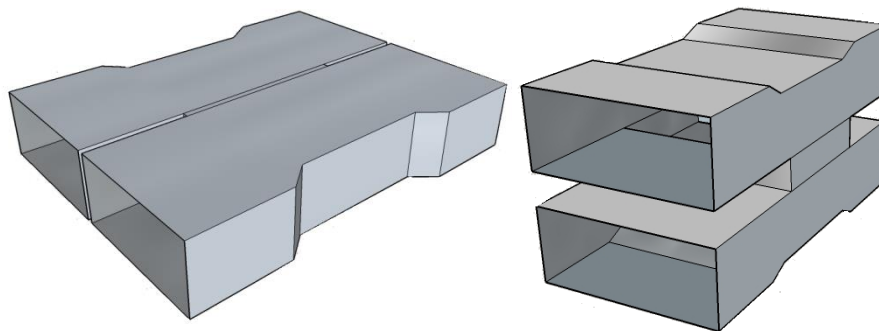


Figura 11: Acoplador Riblet con geometría en plano H (izquierda) y en plano E (derecha)

Como se ve en las imágenes, aunque solo se elimine una sección de la pared común, se hace necesario ampliar la separación entre las dos guías, ya sea por cuestiones de diseño o por cuestiones de fabricación al tener que existir un mínimo de separación entre los puertos para poder colocar los flecos de unión de las guías rectangulares [6]. Las hendiduras de las paredes exteriores de las guías se usan para permitir adaptar la sección de acoplo a los puertos, generalmente se usan junto con una o varias etapas de adaptadores en rampa [1] [2] [8].

En la región de acoplo existen dos planos de simetría, por lo que para describir la teoría de diseño para estos acopladores se hará uso de los modos par e impar,

los cuales, serán diferentes según si el acoplador se realiza en plano E o plano H, aunque las ideas son parejas en ambos casos.

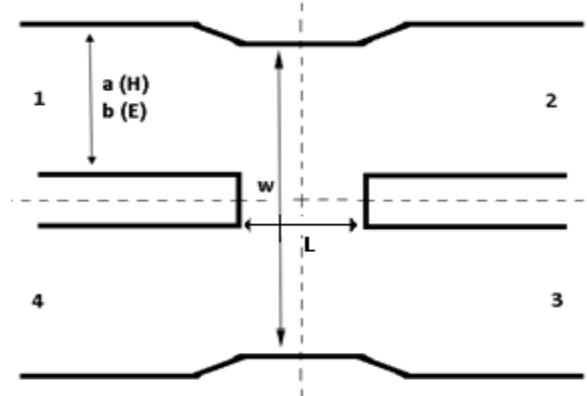


Figura 12: Esquema de las dimensiones utilizadas para el diseño del acoplador Riblet

Si una onda en modo TE₁₀ incide en el puerto 1, podemos considerarla como la suma de las ondas del modo par e impar, ambas ondas presentan diferentes constantes de propagación en la sección de acoplo, para plano H se definen como:

$$\beta_e = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - k_{c,TE10}^2} = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \frac{\pi^2}{w^2}}$$

$$\beta_o = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - k_{c,TE20}^2} = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \frac{\pi^2}{(w/2)^2}}$$

Para plano E:

$$\beta_e = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - k_{c,TE10}^2} = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \frac{\pi^2}{a^2}}$$

$$\beta_o = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - k_{c,TE11}^2} = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \frac{\pi^2}{a^2} - \frac{\pi^2}{w^2}}$$

Donde w es inicialmente $2a$ en el diseño de plano H, o $2b$ en el caso de plano E, siendo a y b las dimensiones de la guía rectangular. El retardo de fase entre las dos ondas definirá el acoplo entre las dos guías, se calcula mediante la siguiente expresión:

$$\delta_{eo} = \frac{-L(\beta_e - \beta_o)}{2}$$

Por ejemplo si se necesita que el acoplador Riblet funcione como unión híbrida, el acoplo debe ser 3dB, para ello se necesitará un desfase de 90°. Si se requiere otro coeficiente de acoplamiento, tan solo habría que variar este desfase, que

como se puede ver, depende de L y w . Un desarrollo teórico más detallado se puede encontrar en [7].

Como se verá a continuación, el diseño inicial de este tipo de acopladores es muy simple, pero el hacer que el acoplador trabaje de forma óptima en la banda deseada, conlleva un proceso de optimización más largo y complejo, en el que se necesita aplicar técnicas numéricas avanzadas como por ejemplo el método de elementos finitos o el método de adaptación modal [7].

En este trabajo, este proceso se ha realizado en pasos pequeños con el objetivo de analizar como interfiere cada pequeña modificación en el comportamiento global del dispositivo.

Como ejemplo, se pretende diseñar un acoplador Riblet con coeficiente de acoplamiento de $3dB$ a una frecuencia de trabajo de $9GHz$. Se elige la geometría de plano H y un separación entre las dos guías de $1mm$. Aplicando las ecuaciones anteriores, y utilizando $w = 2a + t = 46.72mm$ se obtiene una L de $35.724mm$. La respuesta del dispositivo con estas dimensiones es:

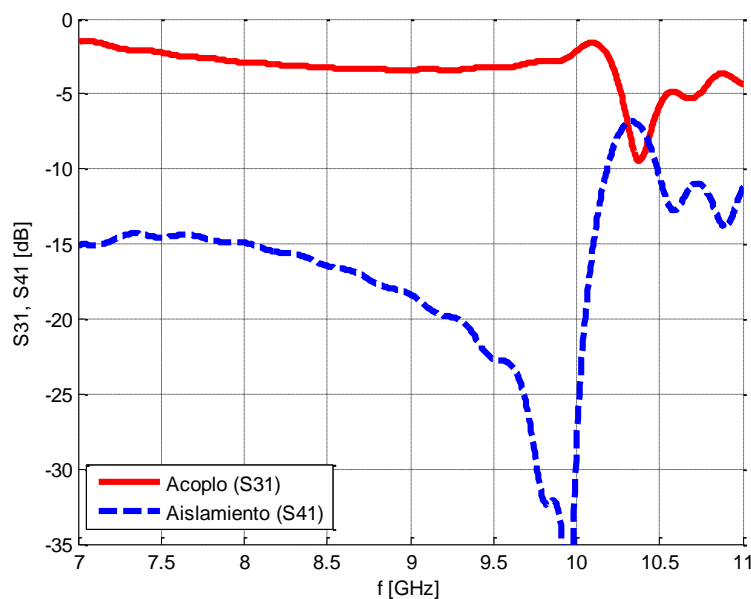


Figura 13: Simulación en CST del Coeficiente de acoplamiento y aislamiento en función de la frecuencia de un acoplador Riblet con frecuencia de diseño de $9GHz$ (fase 1)

Como primer paso de optimización se realiza un análisis paramétrico en el software CST de la dimensión L , el mejor resultado se obtiene para para $L = 27.86175$ mm, se vuelve a simular y se obtiene:

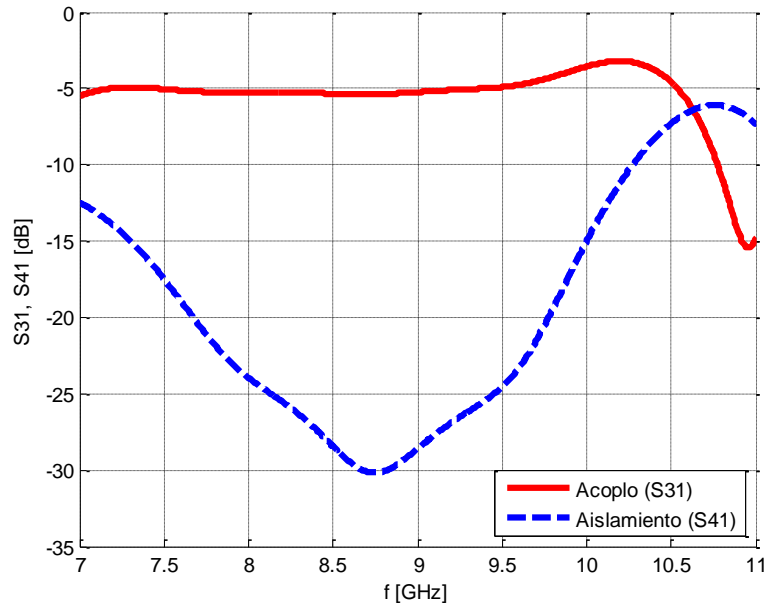


Figura 14: Simulación en CST del Coeficiente de acoplamiento y aislamiento en función de la frecuencia de un acoplador Riblet con frecuencia de diseño de 9GHz (fase 2)

Como se observa en los resultados logramos mejorar la adaptación, en la banda de trabajo, a expensas de empeorar el acoplamiento. Para corregirlo, se utiliza una hendidura en las paredes de ambas guías, además se añade un adaptador en rampa (figura 11), para no empeorar el aislamiento y el coeficiente de reflexión:

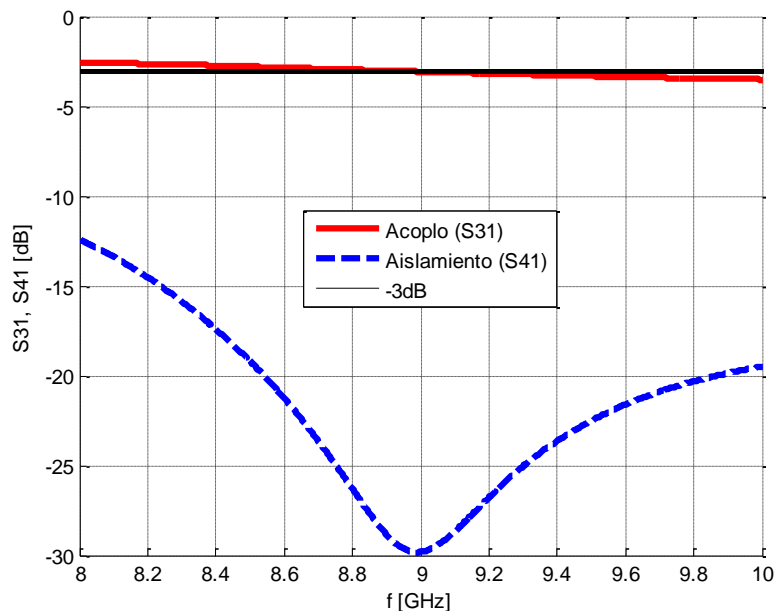


Figura 15: Simulación en CST del Coeficiente de acoplamiento y aislamiento en función de la frecuencia de un acoplador Riblet con frecuencia de diseño de 9GHz (fase 3)

La ventaja de este tipo de acopladores es su tamaño reducido, lo que los hace muy útiles para incluirlos en aplicaciones de satélite o matrices de Butler [6]

2.3.4 Branch-line

En los acopladores Branch-Line, el acoplamiento entre las dos líneas se produce gracias a unas ramas (branch) que las unen, estas ramas no son más que secciones de guía con unas dimensiones definidas.

Como se ha indicado antes, los acopladores direccionales pueden ser realizados en diferentes tecnologías. El acoplador Branch-line no es la excepción, de hecho el diseño de este acoplador en línea microstrip es muy sencillo ya que solo es necesario establecer una relación entre las impedancias de las ramas y de las guías, tal como se muestra en la siguiente figura:

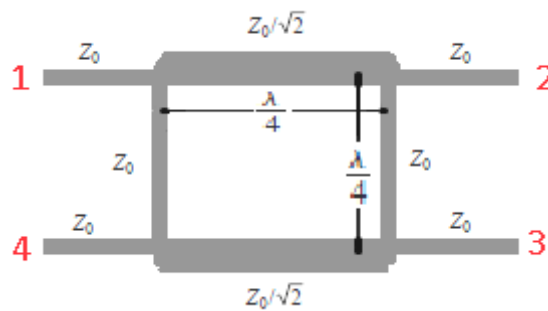


Figura 16: Diseño de un acoplador Branch-line en tecnología microstrip

Por el contrario, el diseño en tecnología de guía de onda, es más complejo ya que la definición de la impedancia característica de la guía de onda no presenta una definición única [2] [8]. Además será necesario incrementar el número de ramas para conseguir ampliar la banda de trabajo y mejorar el comportamiento eléctrico del dispositivo [9].

En tecnología de guía de onda existen dos tipos de acopladores, periódicos y síncronos. En el primer tipo se mantiene una estructura periódica, esto es que tanto la longitud como la separación de las ramas son constantes en todo el dispositivo. En el segundo tipo estas dimensiones no son constantes, aunque el dispositivo presenta una simetría vertical en el centro:

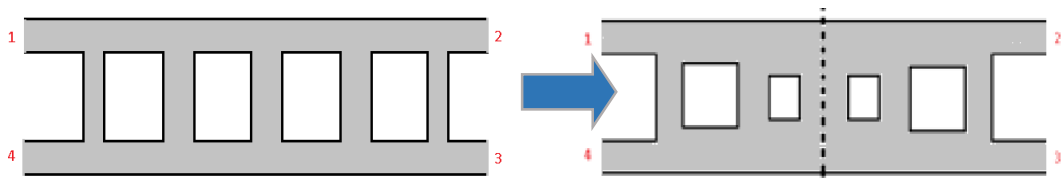


Figura 17: Acoplador Branch-Line periódico (izquierda.) y acoplador Branch-line síncrono (derecha)

Los acopladores síncronos se pueden diseñar mediante métodos matemáticos [2] [8], o simplemente mediante procesos de optimización de Branch-line periódicos, al presentar, generalmente, una mejor respuesta en la banda de trabajo.

En este trabajo se presenta el desarrollo que se realiza en [10], está basado en la simetría que presenta el acoplador entre las mitades superior e inferior, lo que permite aplicar el método par-impar (even-odd), detallado en [11].

El objetivo es dar una base para el diseño de prototipos branch-line periódicos en guía de onda rectangular, que tendrán una geometría como la que se muestra en la figura:

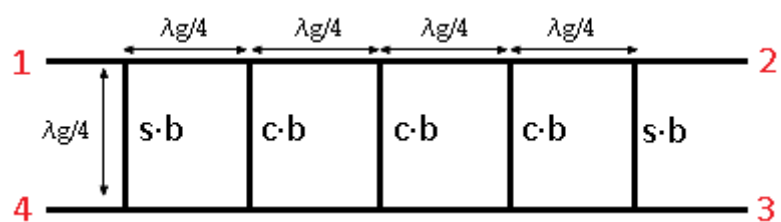


Figura 18: Esquema de diseño de acoplador Branch-line periódico

Inicialmente se usaran dos guías rectangulares paralelas, situadas a una distancia de $\lambda g/4$, que será la longitud de las ramas, estas además, estarán separadas unas de otras $\lambda g/4$.

El número mínimo de ramas para realizar este desarrollo son tres, las dos ramas exteriores tendrán una anchura $s \cdot b$ y las interiores una anchura $c \cdot b$, siendo $s < c$. A continuación se muestra el procedimiento teórico para el diseño de un acoplador Branch-line de N ramas:

- Definiendo el plano de simetría se puede usar el método par-impar, para cada modo tendremos stubs de longitud $\lambda g/8$ en cortocircuito (modo par) y en circuito abierto (modo impar).

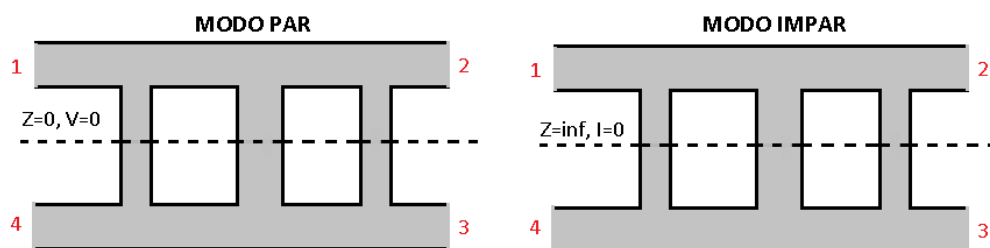


Figura 19: Esquema de división del problema de diseño del acoplador Branch-line utilizando el método par-impar

- Se definen las matrices de transmisión (ABCD) para el modo par y el modo impar, teniendo en cuenta que son stubs de longitud $\lambda g/8$, en corto o abierto dependiendo del modo, en serie con secciones de líneas de transmisión de longitud $\lambda g/4$. A continuación se muestran las matrices para el caso de 3 ramas, para el caso de N ramas solo habría que replicar este resultado:

$$M_e = \begin{bmatrix} 1 & js \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & jc \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & js \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -s(-c) - 1 & -j(s^2(-c) + 2s) \\ j(-c) & -s(-c) - 1 \end{bmatrix}.$$

$$M_o = \begin{bmatrix} 1 & -js \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -jc \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -js \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sc - 1 & -j(s^2c - 2s) \\ jc & sc - 1 \end{bmatrix}.$$

- Como se observa, las matrices para el modo par o impar son idénticas, lo único que varía son los signos de s y c. Para el caso de N ramas tenemos que la matriz de transmisión para el modo par es:

$$M_e = \begin{bmatrix} -s(S_n(-c) - S_{n-1}(-c)) & -j(s^2S_n(-c) + 2sS_{n-1}(-c) + S_{n-2}(-c)) \\ jS_n(-c) & -sS_n(-c) - S_{n-1}(-c) \end{bmatrix}.$$

Donde los términos $S_n(-c)$ son los valores del polinomio de Chebyshev en c, para $n=N-2$ [10].

- Si la onda que incide en el puerto 1 lo hace con una amplitud A, A_3 será la amplitud en el puerto 3, y A_2 la amplitud en el puerto 2, definidas como:

$$A_3 = A 10^{-C/20}, \quad A_2 = A \cos(\arcsen(A_3))$$

- Ahora se puede calcular el valor de c, igualando el polinomio de Chebyshev, de $n=N-2$, a A_3 o A_2 , para el caso de numero de ramas par o impar respectivamente.
- Para conseguir que exista adaptación perfecta hay que hacer que $A=D$ y $B=C$ en las matrices de transmisión anteriores, la primera condición se cumple, para cumplir la segunda, resolvemos el sistema de

ecuaciones que nos queda y obtenemos dos posibles valores para s , que vienen dados por la siguiente ecuación, para el caso de N ramas:

$$s = \frac{\sqrt{1 - S_n(-c)^2} - S_{n-1}(-c)}{S_n(-c)}$$

Hay que elegir siempre el menor de ellos para reducir efectos de unión en el acoplador y con ello, aumentar la banda de trabajo.

Para comprobar los resultados que se han obtenido se ha realizado el diseño de un acoplador Branch-line en banda X , a una frecuencia central de trabajo de 9GHz con un coeficiente de acoplo de 8.5 dB, utilizando guías rectangulares WR-90 con $a = 22.86\text{mm}$ y $b=10.16\text{mm}$. Se estudian dos casos, el primero usando 6 ramas y el segundo usando 3 ramas, para poder compararlos y ver las diferencias en su comportamiento. En ambos casos se han calculado las dimensiones necesarias para cada acoplador, obteniendo:

| C=8.5 dB | c (c*b mm) | s (s*b mm) |
|-----------------|-------------------|-------------------|
| 6 Ramas | 0.15697 (1.59) | 0.0709 (0.72) |
| 3 Ramas | 0.37584 (3.82) | 0.1950 (1.98) |

Tabla 3: Dimensiones de diseño de acopladores Branch Line de 3 y 6 ramas a 8.5dB a una frecuencia de 9GHz

Utilizando estos resultados se han simulado ambos ejemplos en el software CST, obteniendo:

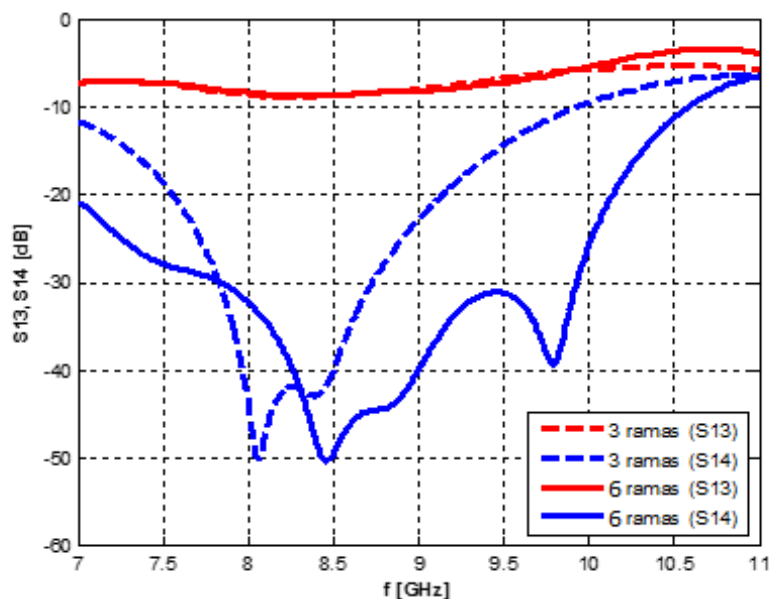


Figura 20: Simulación en CST del Coeficiente de acoplamiento y aislamiento en función de la frecuencia de dos acoplador Branch-Line de 3 y 6 ramas a 8.5dB con frecuencia de diseño de 9GHz

Como se puede ver en los resultados obtenidos, al aumentar el número de ramas conseguimos aumentar la banda de trabajo, al conseguir mejor adaptación y coeficiente de acoplo (S_{31}) más plano.

El siguiente paso es optimizar el acoplador, se elige como punto de partida el acoplador de 6 ramas. Los procesos de optimización se realizan usando un barrido paramétrico con el software CST.

El primer paso elegido es disminuir la altura de las ramas, esto mejora la adaptación y por tanto el acoplo como se ve en la siguiente imagen:

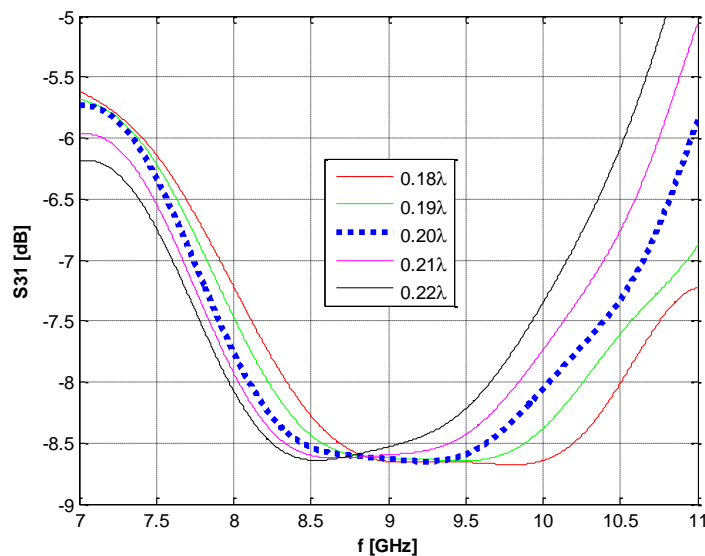


Figura 21: Simulación en CST del Coeficiente de acoplamiento de un acoplador Branch-Line de 6 ramas a 8.5dB con frecuencia de diseño de 9GHz en función de la longitud de las ramas

El mejor acoplamiento se obtiene para 0.2λ . A continuación se varían las anchuras de las ramas, esto es variar los valores de s y c , se obtiene que la mejor respuesta es para $s=0.071$ y $c=0.157$.

A continuación se muestran los parámetros S resultantes para la simulación realizada en el software CST con esta optimización para el acoplador Branch-line de 6 ramas:

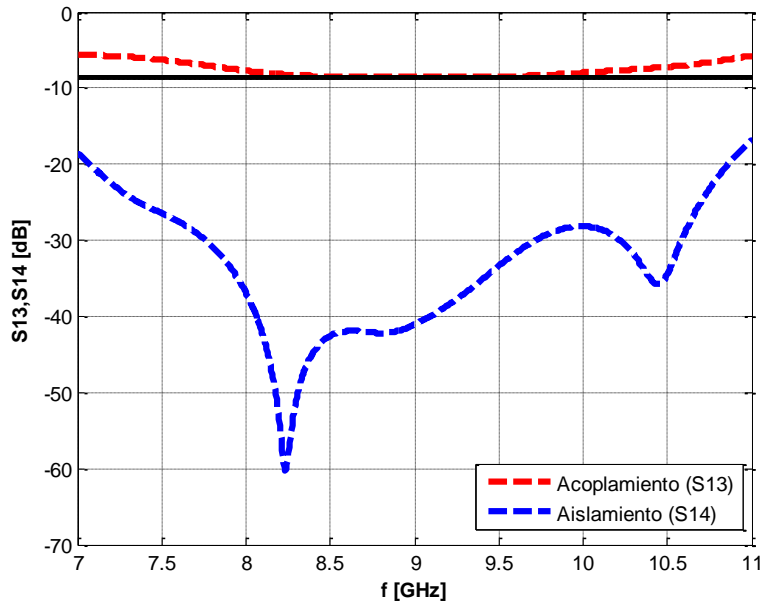


Figura 22: Simulación en CST del Coeficiente de acoplamiento y aislamiento en función de la frecuencia de un acoplador Branch-Line de 6 ramas a 8.5dB con frecuencia de diseño de 9GHz

Como última etapa de optimización, para un trabajo futuro, se podrían variar las longitudes de las ramas interiores, al ser un acoplador de 6 ramas solo podemos tener 3 longitudes de rama diferentes debido a que el acoplador síncrono resultante, debe ser simétrico respecto al centro.

Se ha confirmado que para lograr el mejor comportamiento posible es necesario modificar los valores obtenidos en el desarrollo teórico, ya que en el desarrollo teórico no se tienen en cuenta los efectos parásitos que provocan las discontinuidades entre los distintos medios de transmisión.

También se observa en los resultados la ventaja que presentan este tipo de acopladores respecto a los anteriores en cuanto a banda de trabajo y pérdidas de retorno.

2.4 Acopladores en cascada

Para el desarrollo de este trabajo resulta de utilidad el analizar la forma de obtener acopladores direccionales construidos mediante la unión de varios acopladores en cascada, tal como se indica en la figura:

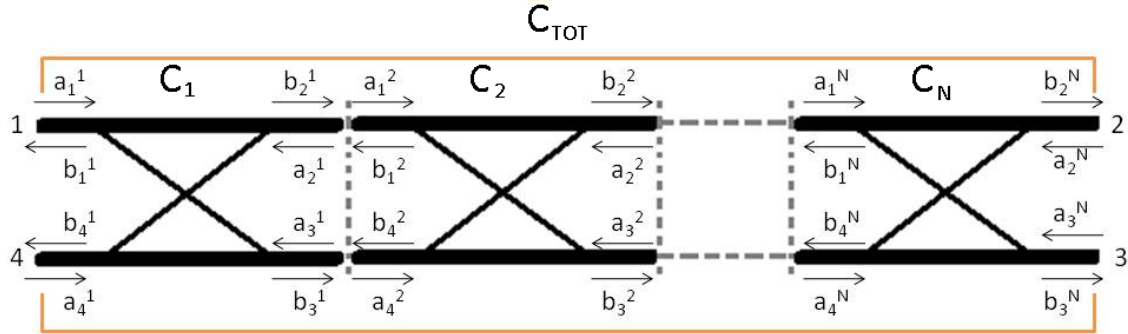


Figura 23: Esquema de conexión de acopladores en cascada

Los acopladores deben estar perfectamente adaptados para que funcionen como un único acoplador [2].

A continuación se muestra el desarrollo para el análisis de un acoplador direccional formado por la unión en cascada de dos acopladores perfectamente adaptados:

- Las matrices de parámetros S para cada uno de los acopladores son:

$$S^{(1)} = \begin{bmatrix} 0 & S_{12}^{(1)} & S_{13}^{(1)} & 0 \\ S_{21}^{(1)} & 0 & 0 & S_{24}^{(1)} \\ S_{31}^{(1)} & 0 & 0 & S_{34}^{(1)} \\ 0 & S_{42}^{(1)} & S_{43}^{(1)} & 0 \end{bmatrix}, S^{(2)} = \begin{bmatrix} 0 & S_{12}^{(2)} & S_{13}^{(2)} & 0 \\ S_{21}^{(2)} & 0 & 0 & S_{24}^{(2)} \\ S_{31}^{(2)} & 0 & 0 & S_{34}^{(2)} \\ 0 & S_{42}^{(2)} & S_{43}^{(2)} & 0 \end{bmatrix}$$

- Con estas matrices las ecuaciones que obtenemos usando las ondas de potencia a y b son:

$$\begin{aligned} b_1^{(1)} &= S_{12}^{(1)} a_2^{(1)} + S_{13}^{(1)} a_3^{(1)} & b_1^{(2)} &= S_{12}^{(2)} a_2^{(2)} + S_{13}^{(2)} a_3^{(2)} \\ b_2^{(1)} &= S_{21}^{(1)} a_1^{(1)} + S_{24}^{(1)} a_4^{(1)} & b_2^{(2)} &= S_{21}^{(2)} a_1^{(2)} + S_{24}^{(2)} a_4^{(2)} \\ b_3^{(1)} &= S_{31}^{(1)} a_1^{(1)} + S_{34}^{(1)} a_4^{(1)} & b_3^{(2)} &= S_{31}^{(2)} a_1^{(2)} + S_{34}^{(2)} a_4^{(2)} \\ b_4^{(1)} &= S_{42}^{(1)} a_2^{(1)} + S_{43}^{(1)} a_3^{(1)} & b_4^{(2)} &= S_{42}^{(2)} a_2^{(2)} + S_{43}^{(2)} a_3^{(2)} \end{aligned}$$

- Al unir los dos acopladores en cascada tenemos las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned} b_2^{(1)} &= a_1^{(2)} & b_3^{(1)} &= a_4^{(2)} \\ b_1^{(2)} &= a_2^{(1)} & b_4^{(2)} &= a_3^{(1)} \end{aligned}$$

- Sustituyendo en las ecuaciones anteriores obtenemos:

$$\begin{aligned}
 b_1^{(1)} &= a_2^{(1)} (S_{12}^{(1)} S_{12}^{(2)} + S_{13}^{(1)} S_{42}^{(2)}) + a_3^{(2)} (S_{12}^{(1)} S_{13}^{(2)} + S_{13}^{(1)} S_{43}^{(2)}) \\
 b_2^{(2)} &= a_1^{(1)} (S_{21}^{(1)} S_{21}^{(2)} + S_{31}^{(1)} S_{24}^{(2)}) + a_4^{(1)} (S_{24}^{(1)} S_{21}^{(2)} + S_{34}^{(1)} S_{24}^{(2)}) \\
 b_3^{(2)} &= a_1^{(1)} (S_{21}^{(1)} S_{31}^{(2)} + S_{31}^{(1)} S_{34}^{(2)}) + a_4^{(1)} (S_{24}^{(1)} S_{31}^{(2)} + S_{34}^{(1)} S_{34}^{(2)}) \\
 b_4^{(1)} &= a_2^{(1)} (S_{42}^{(1)} S_{12}^{(2)} + S_{43}^{(1)} S_{42}^{(2)}) + a_3^{(2)} (S_{42}^{(1)} S_{13}^{(2)} + S_{43}^{(1)} S_{43}^{(2)})
 \end{aligned}$$

- Quedando la matriz de parámetros S resultante como:

$$\begin{bmatrix} b_1^{(1)} \\ b_2^{(2)} \\ b_3^{(2)} \\ b_4^{(1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & S_{12}^{(c)} & S_{31}^{(c)} & 0 \\ S_{21}^{(c)} & 0 & 0 & S_{24}^{(c)} \\ S_{31}^{(c)} & 0 & 0 & S_{34}^{(c)} \\ 0 & S_{42}^{(c)} & S_{43}^{(c)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1^{(1)} \\ a_2^{(2)} \\ a_3^{(2)} \\ a_4^{(1)} \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
 S_{12}^{(c)} &= S_{12}^{(1)} S_{12}^{(2)} + S_{13}^{(1)} S_{42}^{(2)} & S_{13}^{(c)} &= S_{12}^{(1)} S_{13}^{(2)} + S_{13}^{(1)} S_{43}^{(2)} \\
 S_{21}^{(c)} &= S_{21}^{(1)} S_{21}^{(2)} + S_{31}^{(1)} S_{24}^{(2)} & S_{24}^{(c)} &= S_{24}^{(1)} S_{21}^{(2)} + S_{34}^{(1)} S_{24}^{(2)} \\
 S_{31}^{(c)} &= S_{21}^{(1)} S_{31}^{(2)} + S_{31}^{(1)} S_{34}^{(2)} & S_{34}^{(c)} &= S_{24}^{(1)} S_{31}^{(2)} + S_{34}^{(1)} S_{34}^{(2)} \\
 S_{42}^{(c)} &= S_{42}^{(1)} S_{12}^{(2)} + S_{43}^{(1)} S_{42}^{(2)} & S_{43}^{(c)} &= S_{42}^{(1)} S_{13}^{(2)} + S_{43}^{(1)} S_{43}^{(2)}
 \end{aligned}$$

- Dado que el objetivo es ver que $C_{TOT} = f(C_1, C_2)$, es decir, función de los coeficientes de acoplamiento de los dos acopladores. Estos resultan ser el módulo de los parámetros S. Dado que son iguales o menores que uno, se pueden escribir en base a la función seno/coseno de cierto ángulo, esto es:

$$\begin{aligned}
 S_{21}^{(1)} &= S_{12}^{(1)} = S_{34}^{(1)} = S_{43}^{(1)} = \mathbf{C}_1 = \sin \theta_1 \\
 S_{21}^{(2)} &= S_{12}^{(2)} = S_{34}^{(2)} = S_{43}^{(2)} = \mathbf{C}_2 = \sin \theta_2 \\
 S_{31}^{(1)} &= S_{42}^{(1)} = S_{13}^{(1)} = S_{24}^{(1)} = \sqrt{1 - \mathbf{C}_1^2} = \cos \theta_1 \\
 S_{31}^{(2)} &= S_{42}^{(2)} = S_{13}^{(2)} = S_{24}^{(2)} = \sqrt{1 - \mathbf{C}_2^2} = \cos \theta_2
 \end{aligned}$$

- Operando con los resultados obtenidos anteriormente, obtenemos los parámetros S del acoplador total como función de los ángulos obtenidos para cada acoplador, con el objetivo de ver que $\theta_{TOT} = f(\theta_1, \theta_2)$:

$$\begin{aligned}
 S_{12}^{(c)} &= S_{12}^{(1)} S_{12}^{(2)} + S_{13}^{(1)} S_{42}^{(2)} = \sin \theta_1 \sin \theta_2 + \cos \theta_1 \cos \theta_2 = \cos(\theta_1 + \theta_2) \\
 S_{13}^{(c)} &= S_{12}^{(1)} S_{13}^{(2)} + S_{13}^{(1)} S_{43}^{(2)} = \sin \theta_1 \cos \theta_2 + \cos \theta_1 \sin \theta_2 = \sin(\theta_1 + \theta_2) \\
 S_{21}^{(c)} &= S_{21}^{(1)} S_{21}^{(2)} + S_{31}^{(1)} S_{24}^{(2)} = \sin \theta_1 \sin \theta_2 + \cos \theta_1 \cos \theta_2 = \cos(\theta_1 + \theta_2) \\
 S_{24}^{(c)} &= S_{24}^{(1)} S_{21}^{(2)} + S_{34}^{(1)} S_{24}^{(2)} = \sin \theta_1 \cos \theta_2 + \cos \theta_1 \sin \theta_2 = \sin(\theta_1 + \theta_2)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_{31}^{(c)} &= S_{21}^{(1)} S_{31}^{(2)} + S_{31}^{(1)} S_{34}^{(2)} = \sin \theta_1 \cos \theta_2 + \cos \theta_1 \sin \theta_2 = \sin(\theta_1 + \theta_2) \\
S_{34}^{(c)} &= S_{24}^{(1)} S_{31}^{(2)} + S_{34}^{(1)} S_{34}^{(2)} = \sin \theta_1 \sin \theta_2 + \cos \theta_1 \cos \theta_2 = \cos(\theta_1 + \theta_2) \\
S_{42}^{(c)} &= S_{42}^{(1)} S_{12}^{(2)} + S_{43}^{(1)} S_{42}^{(2)} = \sin \theta_1 \cos \theta_2 + \cos \theta_1 \sin \theta_2 = \sin(\theta_1 + \theta_2) \\
S_{43}^{(c)} &= S_{42}^{(1)} S_{13}^{(2)} + S_{43}^{(1)} S_{43}^{(2)} = \sin \theta_1 \sin \theta_2 + \cos \theta_1 \cos \theta_2 = \cos(\theta_1 + \theta_2)
\end{aligned}$$

Extendiendo el resultado para el caso de N acopladores conectados en cascada, una vez que se tienen calculados los θ_N de cada acoplador individual, podemos definir el acoplador resultante de la conexión en cascada de los anteriores, por su ángulo θ_{TOT} , que resulta ser la suma de los ángulos θ_N .

En el acoplador final la salida acoplada depende del seno y la salida directa del coseno, es importante destacar que resulta ser al revés de cómo se han definido los acopladores individuales:

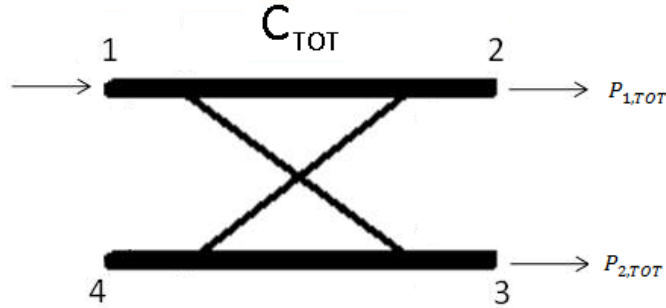


Figura 24: Esquema de acoplador direccional para conexión en cascada

$$\begin{aligned}
P_{1,TOT} &= 20 * \log_{10} \left(\cos \sum_{i=1}^N \theta_i \right) dB, \quad P_{2,TOT} = 20 * \log_{10} \left(\sin \sum_{i=1}^N \theta_i \right) dB \\
\theta_i &= \cos^{-1} \left(10^{\left(\frac{P_{1,TOT}}{20} \right)} \right) = \sin^{-1} \left(10^{\left(\frac{P_{2,TOT}}{20} \right)} \right)
\end{aligned}$$

Donde $P_{1,TOT}$ es el acoplamiento de la salida directa y $P_{2,TOT}$ es el acoplamiento de la salida acoplada. Se prueban los resultados obtenidos en [2, pp.812-814].

Para verificar los resultados se realiza un ejemplo usando acopladores Branch-line de 3 ramas, conectados en cascada para lograr un acoplo de 10dB. El diseño de los acopladores se realizará siguiendo el procedimiento descrito en el capítulo de Branch-line.

Usando la expresión anterior tenemos que, para un acoplo de 10dB, $\theta_{TOT} = 18.435^\circ$. Si dividimos el ángulo en dos mitades obtenemos $\theta_1 = \theta_2 = \frac{\theta_{TOT}}{2} = 9.2175^\circ$, por lo tanto debemos diseñar 2 acopladores con un acoplo de 15.908dB.

A continuación se muestran los resultados obtenidos para la conexión en cascada de los dos acopladores de 3 ramas, en los que se ha corregido la longitud de las ramas para mejorar la respuesta en la banda de trabajo:

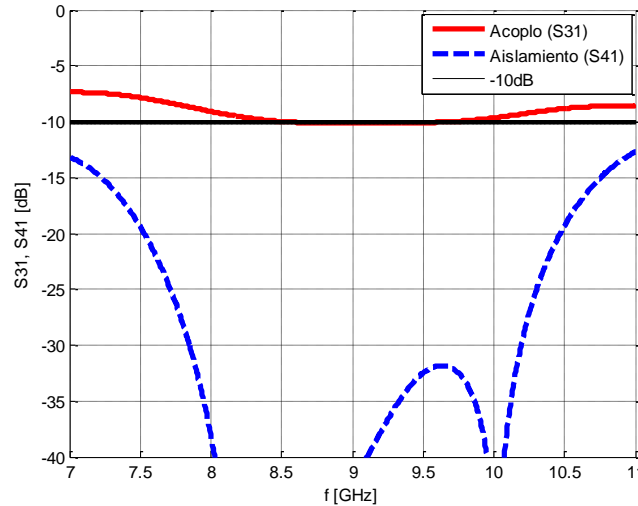


Figura 25: Simulación en CST del Coeficiente de acoplamiento y aislamiento en función de la frecuencia de dos acopladores Branch-Line de 3 ramas a 15.908dB con frecuencia de diseño de 9GHz conectados en cascada para conseguir un coeficiente de acoplamiento de 10dB

En un segundo ejemplo se pretende diseñar un acoplador de coeficiente de acoplamiento de 0dB ($\theta_{TOT} = 90^\circ$), que será de utilidad más adelante en el desarrollo de este trabajo, para ello será necesario conectar en cascada dos acopladores de coeficiente de acoplamiento de 3dB ($\theta_1 = \theta_2 = 45^\circ$), aunque también se podría conseguir conectando tres acopladores de coeficiente de acoplamiento de 6dB ($\theta_1 = \theta_2 = \theta_3 = 30^\circ$). En este caso se han utilizado dos acopladores de 5 ramas en cascada y se ha aumentado la frecuencia de trabajo a 10GHz, obteniendo como resultado:

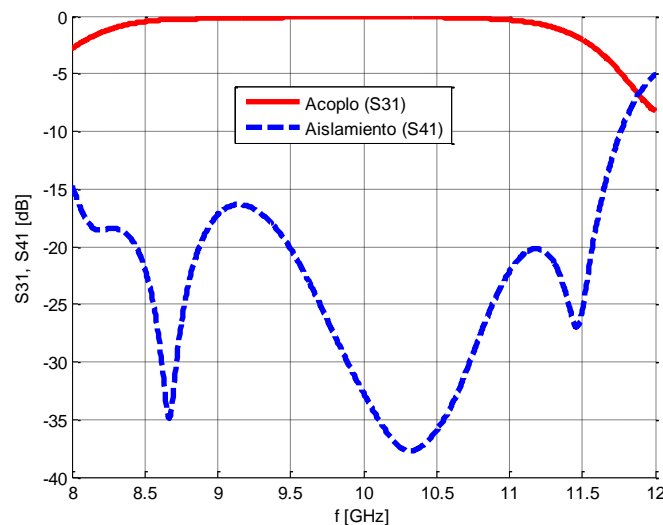


Figura 26: Simulación en CST del Coeficiente de acoplamiento y aislamiento en función de la frecuencia de dos acopladores Branch-Line de 5 ramas a 3dB con frecuencia de diseño de 10GHz conectados en cascada para conseguir un coeficiente de acoplamiento de 0dB

Como se puede ver el tener la posibilidad de conectar acopladores en cascada permite el poder lograr coeficientes de acoplamiento que sin la conexión en cascada serían muy difíciles de conseguir.

Capítulo 3: Divisor/Combinador Travelling-wave

3.1 Introducción

Existen varias técnicas diferentes para la combinación de potencia en radiofrecuencia, por ejemplo se puede hacer un divisor en estructura de árbol, en cadena o radial. Cada técnica tendrá sus limitaciones y sus ventajas.

A la hora de realizar el diseño de un divisor/combinador hay que tener en cuenta varios parámetros de diseño como son [14]:

- Ancho de banda. En los combinadores de tipo travelling-wave, generalmente el ancho de banda será estrecho. Si la aplicación donde se requiera un combinador necesita un ancho de banda amplio, este será el parámetro más importante a la hora de realizar el diseño.
- Tamaño. Este parámetro dependerá de la tecnología usada, por ejemplo un mismo diseño en microstrip o en guía de onda, y del diseño elegido, por ejemplo un combinador radial u otro combinador travelling-wave.
- Eficiencia. Mide la cantidad de potencia que se pierde al atravesar el dispositivo, si tiene que soportarse una potencia alta, este parámetro resulta de mucha importancia.
- Aislamiento. Este parámetro es muy importante, mide como se afectan los diferentes puertos entre sí. En la práctica se tiene como objetivo un aislamiento de 20dB o mayor, que no siempre es realizable.
- Errores de fase. En el caso de redes combinadores de tipo travelling-wave, el hecho de que las señales no presenten la misma fase producirá que haya pérdidas de amplitud en la red total formada por la combinación de los distintos elementos individuales, como se verá más adelante.

A lo largo de esta sección se estudiará cómo realizar el diseño de un divisor/combinador de tipo travelling-wave, formado por la unión de acopladores direccionales en cadena. El diseño se realizará buscando que el dispositivo funcione de forma correcta para la división y combinación de potencia, de forma que se pueda usar en una red de amplificación. Esto se verá en la última sección de este trabajo.

3.2 Combinador en cadena. Estudio.

Este tipo de combinadores está formado por la unión en serie de varios combinadores de potencia; en el caso de este trabajo serán acopladores direccionales. El esquema que se seguirá será el siguiente [15]:



Figura 27: Esquema de arquitectura de combinador en cadena formado por la unión en serie de acopladores direccionales

Los puertos 1, 2, ..., N son las entradas del dispositivo. Para un combinador de N entradas cada acoplador añade $1/N$ de la potencia de salida, es decir, sea cual sea el puerto de entrada elegido, la potencia de salida debe ser la misma para la misma señal de entrada.

Al usar acopladores direccionales conectados de esta forma se consigue aislar cada uno de los puertos de posibles interferencias de señales de otros puertos, debido a la propiedad de aislamiento de los acopladores direccionales.

Es necesario definir cuál será el coeficiente de acoplamiento necesario en cada acoplador, para ello se ha realizado un análisis genérico de la estructura completa, para el caso del combinador con 4 puertos de entrada:

- Se recuerda que en un acoplador podemos definir la potencia de la salida acoplada y la salida directa como función de la potencia de entrada y el coeficiente de acoplamiento:

$$P_{acop} = c^2 P_{in} \quad P_{dir} = (\sqrt{1 - c^2}) P_{in} = d P_{in}$$

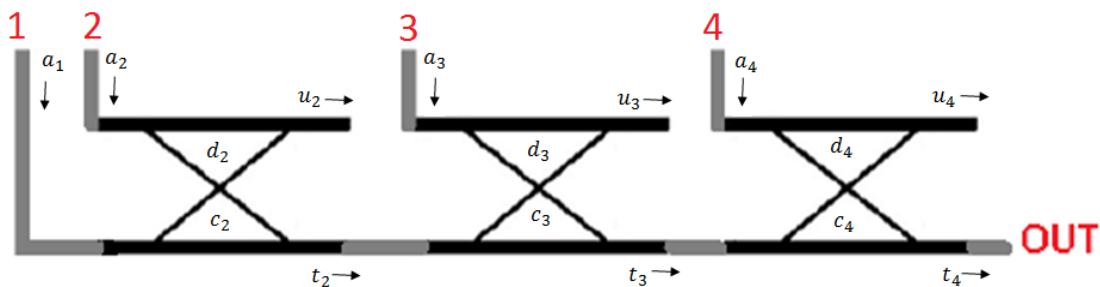


Figura 28: Señales definidas en el combinador en cadena funcionando como sumador formado por la unión en serie de acopladores direccionales

- Las señales de salida de cada acoplador serán:

$$\begin{aligned} u_2 &= c_2 a_1 + d_2 a_2 & u_3 &= c_3 t_2 + d_3 a_3 & u_4 &= c_4 t_3 + d_4 a_4 \\ t_2 &= d_2 a_1 + c_2 a_2 & t_3 &= d_3 t_2 + c_3 a_3 & t_4 &= d_4 t_3 + c_4 a_4 \end{aligned}$$

- Donde las señales u_N , se pretende que sean cero ya que van a ser puertos que no se usan en el dispositivo:

$$u_2 = 0 = j\sqrt{1 - d_2^2}a_1 + d_2a_2, \quad (1 - d_2^2) = d_2^2, \quad d_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad c_2 = j\frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$a_2 = -ja_1 \longrightarrow t_2 = 2d_2a_1 = \sqrt{2}a_1$$

$$u_3 = 0 = j\sqrt{1 - d_3^2}t_2 + d_3a_2, \quad (1 - d_3^2)4d_2^2 = d_3^2, \quad d_3 = \sqrt{\frac{2}{3}}, \quad c_3 = j\frac{1}{\sqrt{3}}$$

$$a_3 = a_2 = -ja_1 \longrightarrow t_3 = \left(d_32d_2 + \sqrt{1 - d_3^2}\right)a_1 = \sqrt{3}a_1$$

$$u_4 = 0 = j\sqrt{1 - d_4^2}t_3 + d_4a_4, \quad d_4 = \frac{d_32d_2 + \sqrt{1 - d_3^2}}{\sqrt{1 + (d_32d_2 + \sqrt{1 - d_3^2})^2}} = \sqrt{\frac{3}{4}}, \quad c_4 = j\frac{1}{\sqrt{4}}$$

$$a_4 = a_3 = a_2 = -ja_1 \longrightarrow t_4 = d_4t_3 + c_4a_4 = \sqrt{3/4}\sqrt{3}a_1 - j\frac{1}{4}ja_1 = \sqrt{4}a_1$$

- Como se puede ver el coeficiente de acoplamiento necesario en cada acoplador viene definido por la etapa en la que se encuentra dicho acoplador. Para el acoplador de la etapa N , el coeficiente de acoplamiento necesario es $c_N = j\frac{1}{\sqrt{N}}$, o dicho en dB $-10\log_{10}N$:

| Etapas | 2 | 3 | 4 |
|-------------------------|--------|--------|-------|
| $C[dB] = -10\log_{10}N$ | -3.01 | -4.77 | -6.02 |
| $c = 10^{C/20}$ | 0.7071 | 0.5774 | 0.50 |
| c^2 | 0.50 | 0.334 | 0.25 |
| $\sqrt{1 - c^2}$ | 0.7071 | 0.8165 | 0.866 |

Tabla 4: Coeficiente de acoplamiento necesario para las tres primeras etapas del combinador en cadena

- Para cada una de las entradas, siguiendo el camino correspondiente, se obtiene en la salida:

$$\begin{aligned} 1 &\rightarrow 0.7071 \cdot 0.8165 \cdot 0.866 = 0.4999 \rightarrow 20\log_{10} \rightarrow -6.02dB \\ 2 &\rightarrow 0.7071 \cdot 0.8165 \cdot 0.866 = 0.4999 \rightarrow 20\log_{10} \rightarrow -6.02dB \\ 3 &\rightarrow 0.5774 \cdot 0.866 = 0.50 \rightarrow 20\log_{10} \rightarrow -6.02dB \\ 4 &\rightarrow 0.50 \rightarrow 20\log_{10} \rightarrow -6.02dB \end{aligned}$$

Cada puerto de entrada aporta $\frac{1}{N}$ de la potencia de salida total del dispositivo.

Dado que los acopladores son dispositivos recíprocos, el combinador también lo será, por lo que funcionará correctamente de divisor y de sumador. Para comprobarlo se ha realizado el mismo análisis para el dispositivo funcionando como divisor, utilizando los resultados que se han obtenido con anterioridad:

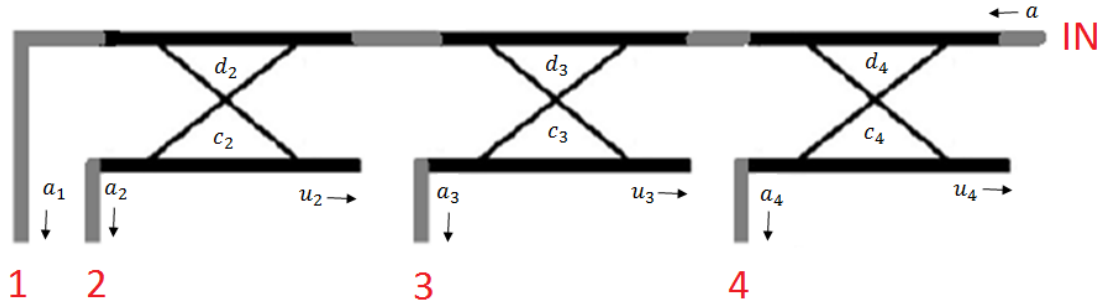


Figura 29: Señales definidas en el combinador en cadena funcionando como divisor formado por la unión en serie de acopladores direccionales

- Las señales de salida serán:

$$a_1 = d_2 d_3 d_4 a = \sqrt{\frac{1}{2}} \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{\frac{3}{4}} a = \sqrt{\frac{1}{4}} a$$

$$a_2 = c_2 d_3 d_4 a = j \sqrt{\frac{1}{2}} \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{\frac{3}{4}} a = j \sqrt{\frac{1}{4}} a = j a_1$$

$$a_3 = c_3 d_4 a = j \sqrt{\frac{1}{3}} \sqrt{\frac{3}{4}} a = j \sqrt{\frac{1}{4}} a = j a_1$$

$$a_4 = c_4 a = j \sqrt{\frac{1}{4}} a = j a_1$$

Como se puede ver, para una señal de entrada la potencia se divide de forma equitativa entre los puertos de salida.

- En el caso del divisor, todos los puertos no usados, resultan ser los puertos aislados de cada acoplador. En otras palabras, las señales $u_N = 0$.

3.3 Combinador en cadena. Diseño.

A continuación se muestra un diseño realizado para el divisor/combinador de 3 etapas, o cuatro puertos, formado por acopladores direccionales Branch-Line, con el coeficiente de acoplamiento requerido por cada etapa, 3.01dB para la primera, 4.77dB para la segunda y 6.02dB para la tercera.

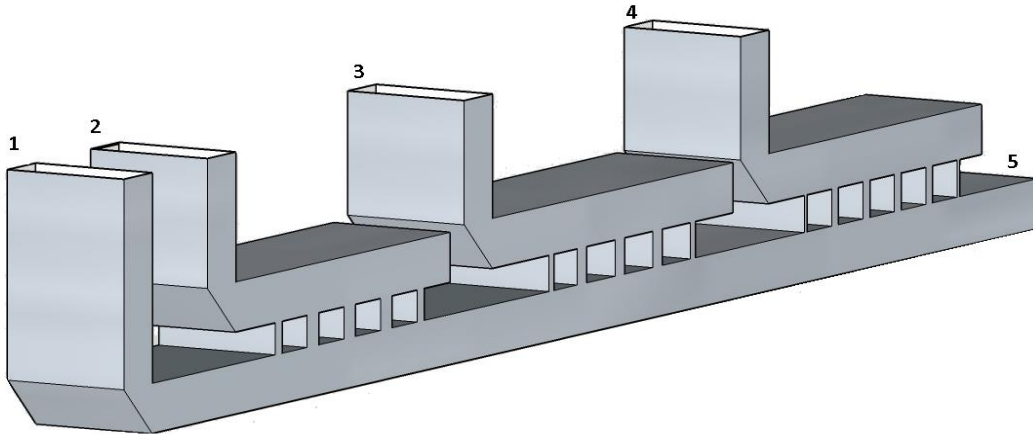


Figura 30: Divisor de tipo travelling-wave formado por la unión en cadena de varios acopladores Branch-line

Los acopladores se han diseñado para una frecuencia de trabajo de 10GHz siguiendo los pasos indicados en la sección 1.3.4.

Como el objetivo final es diseñar una red combinadora, se han añadido codos en los puertos de entrada al dispositivo, para permitir futuras conexiones (ver Anexo B).

Los resultados que se han obtenido tras la simulación, con el dispositivo funcionando como sumador son:

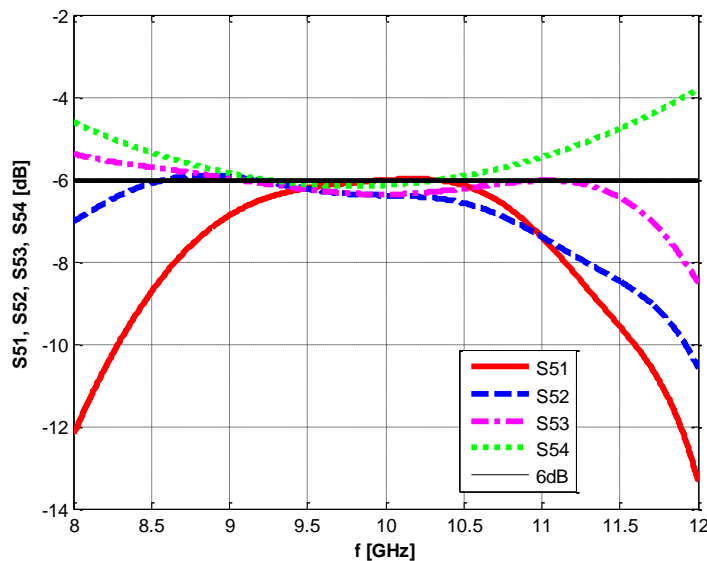


Figura 31: Simulación en CST de un combinador travelling-wave de 3 etapas formado por acopladores Branch-Line con frecuencia de diseño de 9GHz

Los coeficientes de reflexión para cada uno de los puertos involucrados son:

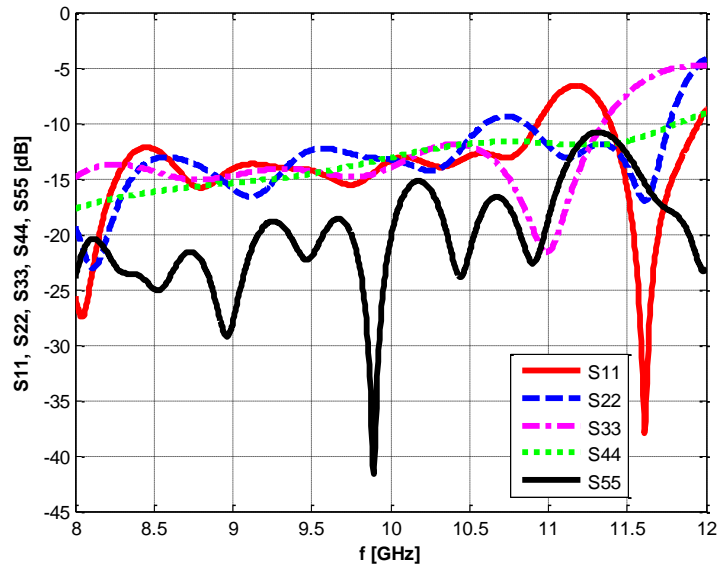


Figura 32: Simulación en CST de los Coeficientes de reflexión de un combinador travelling-wave de 3 etapas formado por acopladores Branch-Line con frecuencia de diseño de 9GHz

El resultado de la simulación es el esperado, que se ha obtenido con anterioridad teóricamente, como se puede ver, para la misma señal de entrada sea cual sea el puerto de entrada elegido, la señal de salida es la misma.

Capítulo 4: Red Completa. División y Combinación

4.1 Introducción

En radiofrecuencia el diseñar amplificadores que sean capaces de manejar alta potencia con una eficiencia alta es complejo, es por este motivo que en este trabajo se propone una red combinadora que permite dividir la etapa de amplificación en varias etapas donde se amplifican fracciones de la señal inicial, que luego se sumaran dando lugar a la señal amplificada, la siguiente figura muestra la arquitectura que se propone:

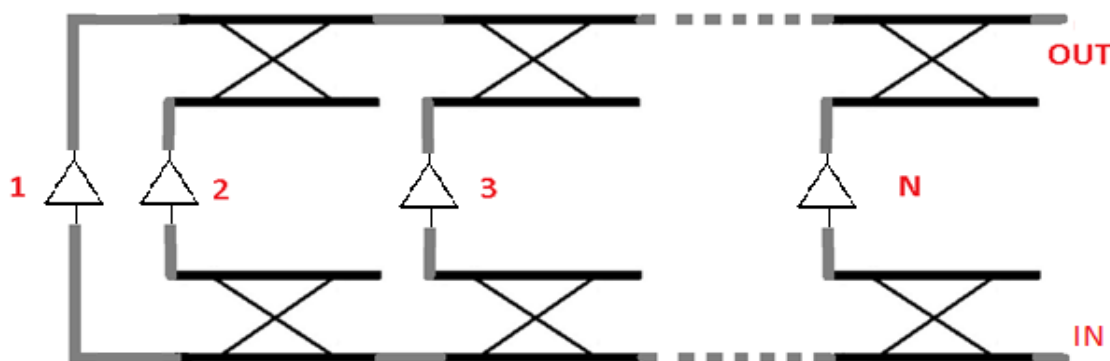


Figura 33: División de una etapa de amplificación en varias etapas utilizando un divisor y un combinator de potencia travelling-wave

En este apartado se utilizará la propiedad de reciprocidad del combinator travelling-wave anteriormente propuesto para definir una red combinadora completa travelling-wave.

4.2 Estudio teórico

El diseño de esta red se ha realizado, omitiendo las etapas de amplificación, es decir la señal de salida debe ser, idealmente, igual a la señal de entrada al atravesar la red. A continuación se indica el proceso de diseño que se ha seguido para conseguir una red combinadora de este tipo.

En primer lugar, se observa que el camino seguido por la etapa 1, es más largo que el de resto de etapas. Para solucionar este problema se puede usar un acoplador de coeficiente de acoplamiento de 0dB tanto en el divisor como en el combinator, con esto se consigue que la longitud eléctrica recorrida por las señales en cada etapa sea idéntica, en otras palabras, que no haya variaciones de fase al elegir un camino u otro.

En segundo lugar, al usar acopladores direccionales en el diseño del combinator/divisor travelling-wave, se tienen varios puertos no usados. Como

se ha visto con anterioridad, en el caso del divisor, estos puertos resultan ser los puertos aislados de los acopladores (puertos t), por lo que, idealmente, no habrá pérdida de señal. En cambio en el combinador, estos puertos resultan ser la salida directa del acoplador (puertos p, q y r), por lo que si habrá pérdida de señal, no en el caso del acoplador de 0dB (puertos v) como se puede ver en la siguiente figura:

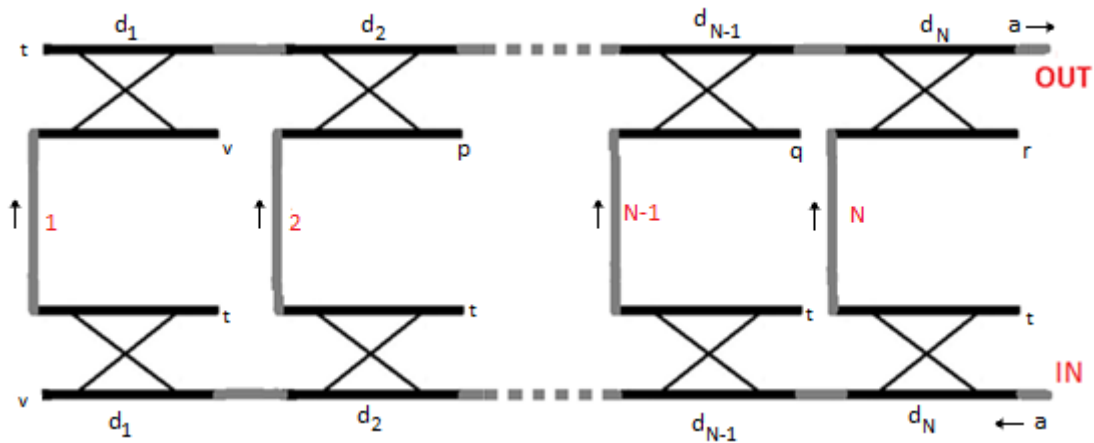


Figura 34: Red combinadora travelling-wave de N etapas con acoplador de 0dB en la primera etapa

Para que no haya pérdidas de señal en estos puertos hay que conseguir que la señal sea nula, para ello se puede hacer que las señales provenientes de los diferentes caminos se resten, es decir, se sumen en contrafase, haciendo que la señal a la salida sea nula.

Se ha realizado un análisis del dispositivo, para ver si este requisito se cumple, estudiando la fase con la que llega cada una de las señales de cada camino a dicho puerto:

- La fase de una señal que atraviesa una guía de onda viene dada como $e^{-j\beta d}$, siendo d la longitud física de la guía, como β es el mismo para todos los caminos, solo se debe observar las distancias.
- Al atravesar la señal un acoplador direccional, la señal que sale por la puerta directa su fase será $e^{-j\beta d_N}$, en cambio, la señal de la puerta acoplada tendrá una fase de $e^{-j\beta(d_N + \frac{\pi}{2})}$.
- Al puerto p, llegan las señales de los caminos 1 y 2:
 - Camino 1: $d_N + d_{N-1} + \dots + d_2 + d_1 + \frac{\pi}{2} + d_1 + \frac{\pi}{2} + d_2 + \frac{\pi}{2}$
 - Camino 2: $d_N + d_{N-1} + \dots + d_2 + \frac{\pi}{2} + d_2$
- Al puerto q, llegan las señales de los caminos 1, 2 y N-1:
 - Camino 1: $d_N + d_{N-1} + \dots + d_2 + d_1 + \frac{\pi}{2} + d_1 + \frac{\pi}{2} + d_2 + d_{N-1} + \frac{\pi}{2}$
 - Camino 2: $d_N + d_{N-1} + \dots + d_2 + \frac{\pi}{2} + d_2 + \frac{\pi}{2} + d_{N-1} + \frac{\pi}{2}$
 - Camino N-1: $d_N + d_{N-1} + \frac{\pi}{2} + d_{N-1}$

- Al puerto r, llegan las señales de todos los caminos:
 - Camino 1: $d_N + d_{N-1} + \dots + d_2 + d_1 + \frac{\pi}{2} + d_1 + \frac{\pi}{2} + d_2 + d_{N-1} + d_N + \frac{\pi}{2}$
 - Camino 2: $d_N + d_{N-1} + \dots + d_2 + \frac{\pi}{2} + d_2 + \frac{\pi}{2} + d_{N-1} + d_N + \frac{\pi}{2}$
 - Camino N-1: $d_N + d_{N-1} + \frac{\pi}{2} + d_{N-1} + \frac{\pi}{2} + d_N + \frac{\pi}{2}$
 - Camino N: $d_N + \frac{\pi}{2} + d_N$
- En los tres casos, para comprobar que las señales llegan con un desfase de 180° se eliminan los elementos comunes y se iguala obteniendo:
 - Puerto p: $2d_1 + \pi = 0$
 - Puerto q: $2d_2 + \pi = 2d_1 + 2d_1 + \pi = 0$
 - Puerto r: $2d_{N-1} + \pi = 2d_{N-1} + 2d_2 + \pi = 2d_{N-1} + 2d_2 + 2d_1 + \pi = 0$

Como se puede ver en los resultados obtenidos, no es posible esta construcción, otro modo de ver que no es posible, es que la distancia que hay entre los acopladores hay que rellenarla con una sección de guía que produce mayor desfase en las señales, y que, suponiendo que sean todas de la misma longitud física, para todas las señales que llegan a los puertos p, q y r, no es el mismo número de guías.

Por ejemplo en el caso de 4 etapas, para el puerto q, la señal del camino 1 atraviesa 5 secciones, la del camino 2 pasa por 3 secciones, y la del camino 3 atraviesa 1 sección. Por lo tanto, no es posible utilizar esta arquitectura para la red combinadora. Una solución podría ser variar las longitudes de cada camino (sección intermedia) para compensar esa diferencia de desfases, tal y como se muestra en [19]. En este trabajo se desestima esa opción para intentar buscar una que permita una red más compacta.

Se utiliza una nueva arquitectura, basada en [20], donde la parte combinadora se rota, situándola de forma opuesta a la parte divisora, tal y como indica la siguiente figura:

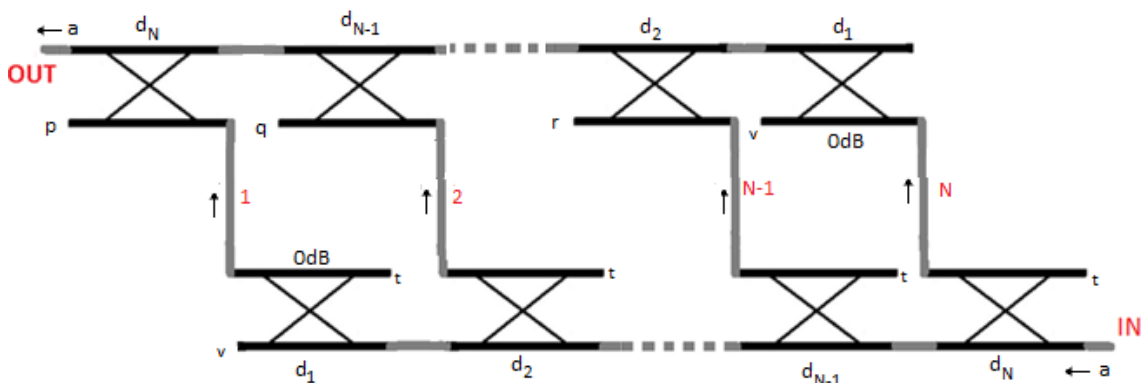


Figura 35: Red combinadora travelling-wave de N etapas con acoplador de 0dB en la primera etapa, donde se ha rotado la parte combinadora respecto de la divisora

En este caso se puede ver que el número de secciones de guía que tienen que atravesar las señales por los diferentes caminos es el mismo. Para comprobar el correcto funcionamiento de la nueva estructura, se repite el mismo análisis de fases que se ha realizado anteriormente:

- Al puerto r, llegan las señales de los caminos N-1 y N:
 - Camino N-1: $d_N + d_{N-1} + d_2 + \frac{\pi}{2}$
 - Camino N: $d_N + \frac{\pi}{2} + d_1 + \frac{\pi}{2} + d_2 + \frac{\pi}{2}$
- Al puerto q, llegan las señales de los caminos 2, N-1 y N:
 - Camino N: $d_N + \frac{\pi}{2} + d_1 + \frac{\pi}{2} + d_2 + \dots + d_{N-1} + \frac{\pi}{2}$
 - Camino N-1: $d_N + d_{N-1} + \frac{\pi}{2} + d_2 + \frac{\pi}{2} + \dots + d_{N-1} + \frac{\pi}{2}$
 - Camino 2: $d_N + d_{N-1} + \dots + d_2 + \frac{\pi}{2} + d_{N-1}$
- Al puerto p, llegan las señales de todos los caminos:
 - Camino1: $d_N + d_{N-1} + \dots + d_2 + d_1 + \frac{\pi}{2} + d_1 + \frac{\pi}{2} + d_N$
 - Camino 2: $d_N + d_{N-1} + \dots + d_2 + \frac{\pi}{2} + d_{N-1} + \frac{\pi}{2} + d_N + \frac{\pi}{2}$
 - Camino N-1: $d_N + d_{N-1} + \frac{\pi}{2} + d_2 + \frac{\pi}{2} + \dots + d_{N-1} + d_N + \frac{\pi}{2}$
 - Camino N: $d_N + \frac{\pi}{2} + d_1 + \frac{\pi}{2} + d_2 + \dots + d_{N-1} + d_N + \frac{\pi}{2}$
- Eliminando los elementos comunes e igualando se tiene que:
 - Puerto r: $d_{N-1} = d_1 + \pi$
 - Puerto q: $d_{N-1} = d_{N-1} + \pi = d_1 + \pi$
 - Puerto p: $d_1 = d_{N-1} + \pi = d_{N-1} + \pi = d_1 + \pi$

Como se puede ver en los resultados, esta arquitectura es realizable según este análisis, si $d_{N-1} = d_1$, con esta condición se lograría que las señales llegasen en contra fase a los puertos no usados.

Como última prueba se estudia si la señal de salida, efectivamente, es igual a la señal de entrada al atravesar la red sin componentes de amplificación, para ello se comprueba que la suma de las señales de los N caminos es la señal original.

Para simplificar el análisis se usa el caso de 4 etapas:

- Camino 4: $a \cdot c_4 c_1 d_2 d_3 d_4 = a \cdot \sqrt{\frac{1}{4} \cdot 1 \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{3}{4}} = a \cdot \sqrt{\frac{1}{16}}$
- Camino 3: $a \cdot d_4 c_3 c_2 d_3 d_4 = a \cdot \sqrt{\frac{3}{4} \cdot \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{3}{4}} = a \cdot \sqrt{\frac{1}{16}}$
- Camino 2: $a \cdot d_4 d_3 c_2 c_3 d_4 = a \cdot \sqrt{\frac{3}{4} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{3} \cdot \frac{3}{4}} = a \cdot \sqrt{\frac{1}{16}}$
- Camino 1: $a \cdot d_4 d_3 d_2 c_1 c_4 = a \cdot \sqrt{\frac{3}{4} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{2} \cdot 1 \cdot \frac{1}{4}} = a \cdot \sqrt{\frac{1}{16}}$

La suma total de estas cuatro señales da como resultado a la salida, como era de esperar, la señal de entrada a .

4.3 Diseño

Como conclusión a este apartado se ha realizado la simulación en CST de la red presentada en esta sección en guía de onda a la frecuencia de trabajo de 10GHz. Se han utilizado acopladores Branch-line, de 10 ramas, además para verificar que tan solo hay que cumplir la condición de que $d_{N-1} = d_1$, el acoplador de la cuarta etapa (d_N), se ha realizado de 5 ramas. Además se han añadido unos flecos en ciertas secciones de guía para actuar de desfaseador de señal (ver Anexo B), con el objetivo de optimizar el comportamiento del dispositivo haciendo que las fases sean uniformes. La estructura obtenida es la que se muestra en la siguiente imagen:

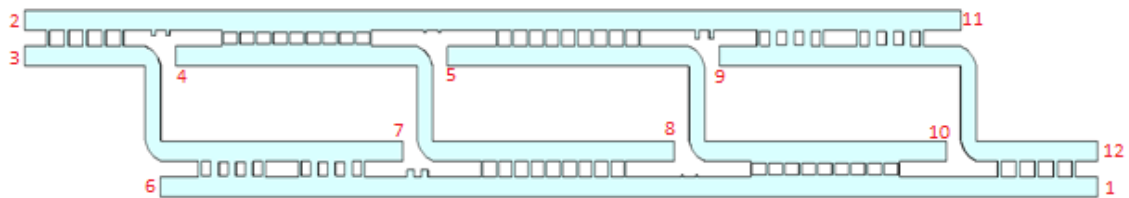


Figura 36: Red combinadora completa travelling-wave de 4 etapas en CST

Los resultados de la simulación son los siguientes, tomando como entrada el puerto 1:

- Coeficiente de reflexión a la entrada y puerto de salida:

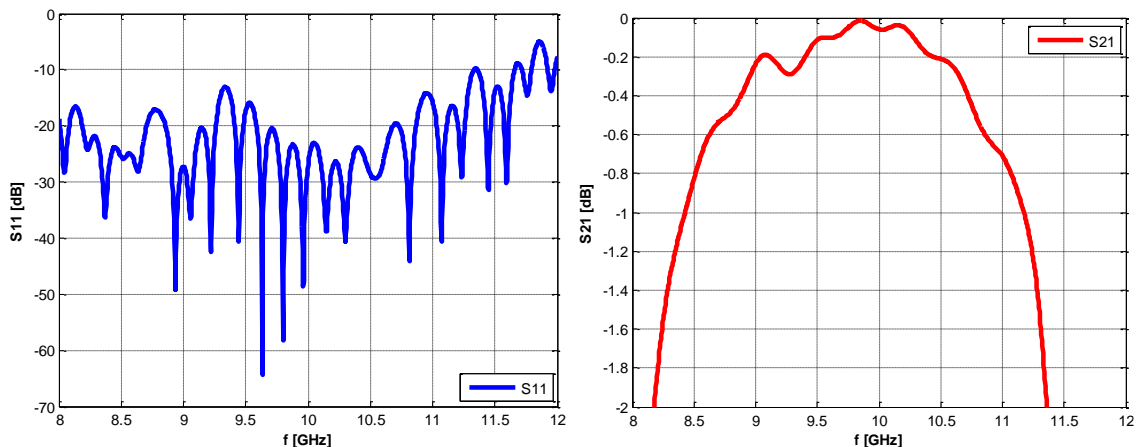


Figura 37: Simulación en CST del Coeficiente de reflexión (izq.) y respuesta a la salida (der.) de la red completa de 4 etapas simulada en CST

Como se puede ver en los resultados obtenidos en la simulación, se obtiene un coeficiente de reflexión en torno a los -20dB en la banda de trabajo. Idealmente en la salida, se debería obtener una respuesta de 0dB, no es el

caso debido a que los acopladores no están perfectamente optimizados, ni, por tanto la estructura completa, como puede verse en los siguientes resultados que se muestran.

- Puertos no usados parte divisora:

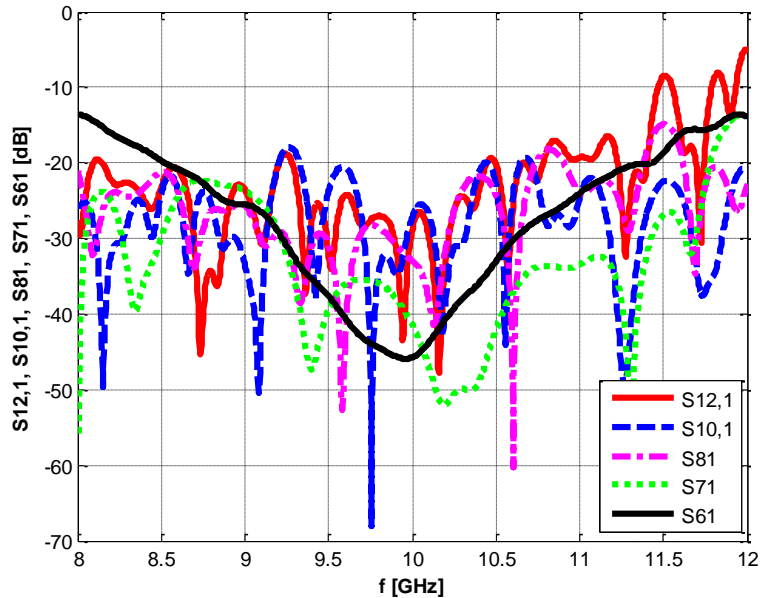


Figura 38: Simulación en CST de la Respuesta en parámetros S de los puertos no usados en la parte divisora de la red completa de 4 etapas simulada en CST

- Puertos no usados parte combinadora:

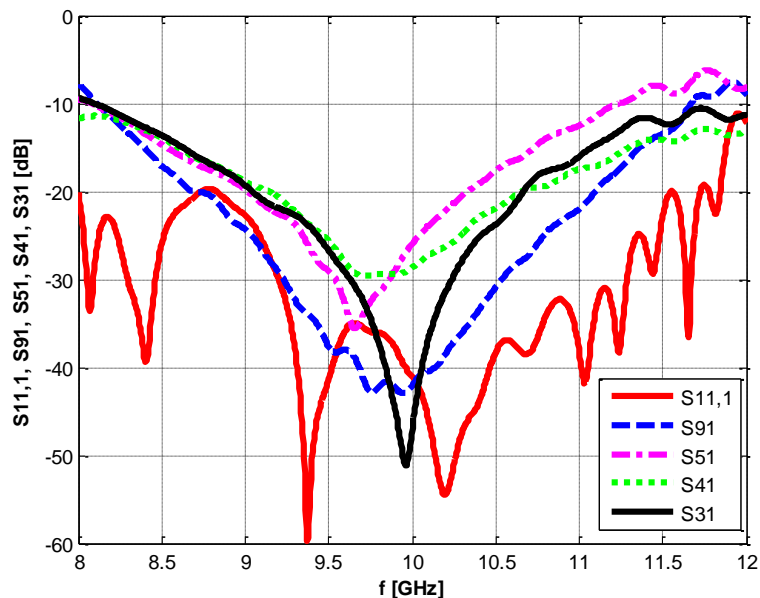


Figura 39: Simulación en CST de la Respuesta en parámetros S de los puertos no usados en la parte combinadora de la red completa de 4 etapas simulada en CST

En los resultados obtenidos podemos concluir que pese a que la estructura tiene un diseño sencillo, presenta una banda de trabajo estrecha debido a la

complejidad que añade el tener que coordinar perfectamente los desfases para obtener el comportamiento requerido.

Otra de las desventajas de esta arquitectura, es su longitud, ya que para este caso particular de solo cuatro etapas la longitud asciende a los 71.016 cm.

Para solucionar este problema una posible alternativa, sería utilizar las secciones de guía de unión de los acopladores como soporte de giro (ver Anexo B) para poder hacer un zig-zag con los acopladores, dando lugar a un sistema más compacto, tal y como muestra la siguiente figura:

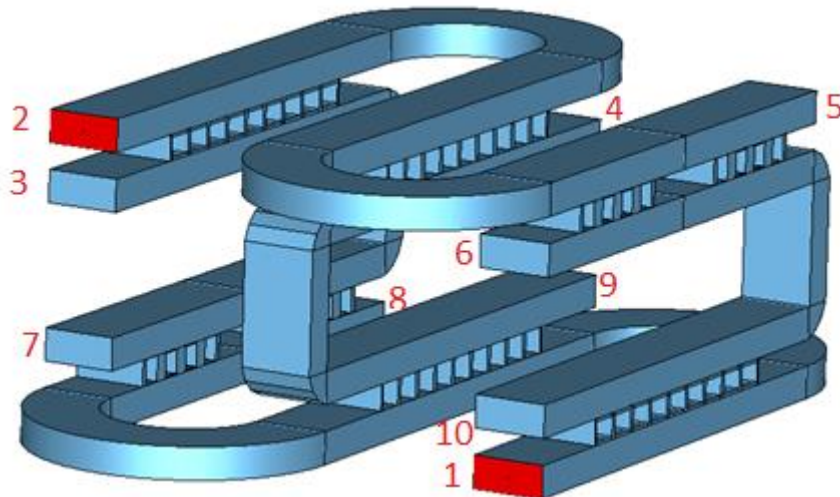


Figura 40: Red completa compacta travelling-wave de 3 etapas en CST

A continuación se muestran los resultados obtenidos en la simulación de esta nueva estructura para una red de 3 etapas:

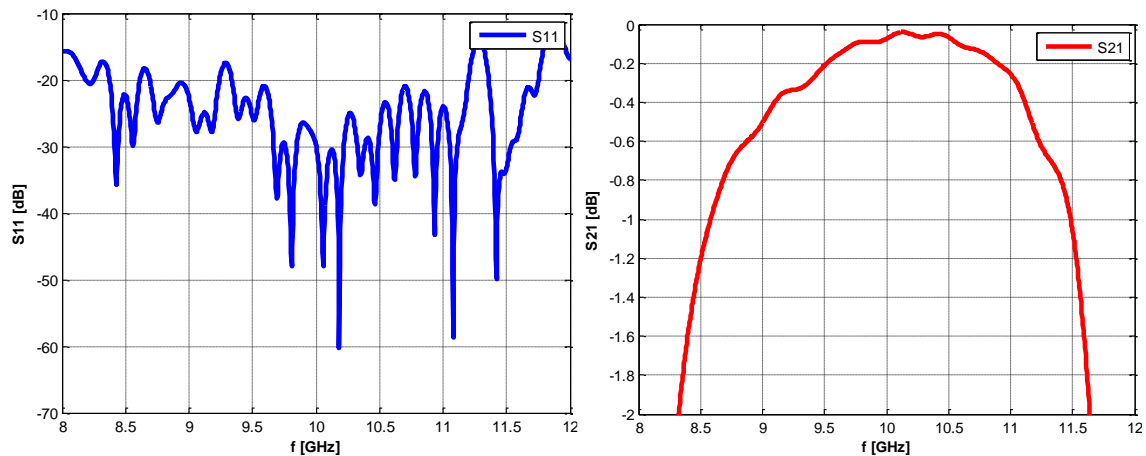


Figura 41: Simulación en CST del Coeficiente de reflexión (izq.) y respuesta a la salida (der.) de la red completa de 3 etapas con giros simulada en CST

Como puede observarse la respuesta a la salida empeora un poco, esto se debe a que en este ejemplo no se ha hecho uso de los desfases en las secciones de guía, esto supone el que el coeficiente de reflexión hay mejorado. El no incluir

estos desfases también implica que las respuestas de los puertos no usados críticos empeoren y ya no estén centrados a la frecuencia de trabajo:

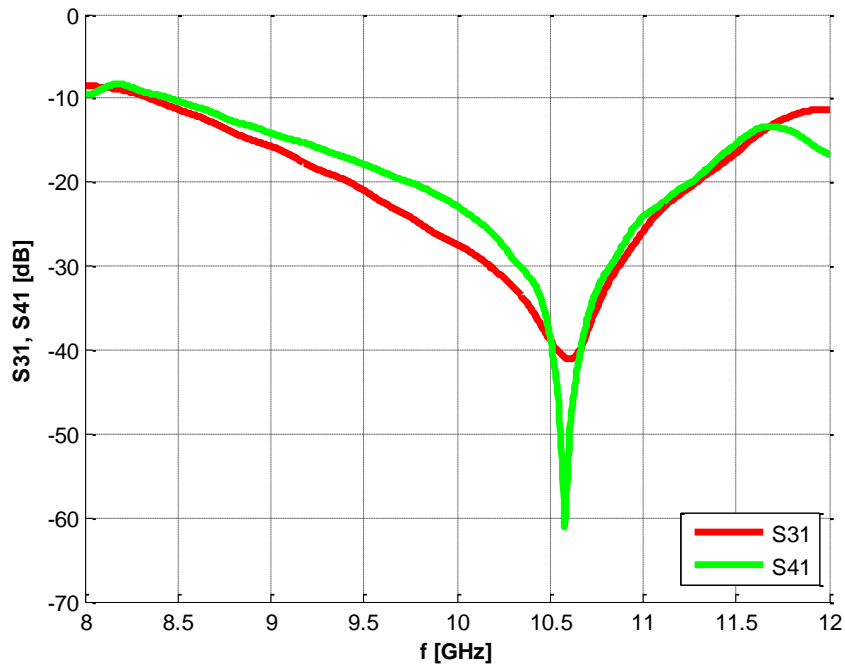


Figura 42: Respuesta en parámetros S de los puertos no usados críticos en la parte combinadora de la red completa de 3 etapas con giros simulada en CST

Los puertos no usados no críticos, puertos aislados de los acopladores de la etapa divisora y salidas directas de los acopladores de 0dB, no sufren variación:

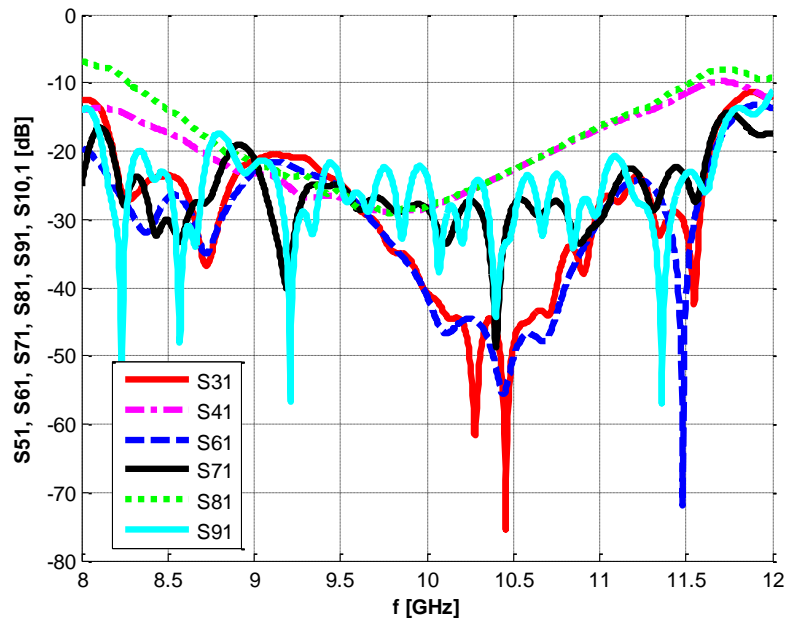


Figura 43: Respuesta en parámetros S de los puertos no usados en la parte combinadora de la red completa de 3 etapas con giros simulada en CST

Capítulo 5: Conclusiones y trabajo futuro

5.1 Conclusiones

En este trabajo se ha realizado el estudio y caracterización de las etapas divisoras y combinadoras de potencia que forman una red de amplificación para manejo de alta potencia. Se han visto varios tipos diferentes de acopladores direccionales, destacando los acopladores Riblet por su tamaño compacto y los acopladores Branch-line por el ancho de banda que ofrecen. Para todos ellos se ha mostrado el análisis teórico y el desarrollo práctico en diversas simulaciones. Posteriormente se ha estudiado como al conectar acopladores en cascada es posible obtener coeficientes de acoplamiento que con un solo elemento serían difíciles de obtener. A continuación se ha analizado y demostrado como mediante la conexión en serie de acopladores direccionales se puede conseguir un combinador de potencia en cadena de N etapas, que puede funcionar tanto de divisor como de sumador.

Dado que se ha demostrado el correcto funcionamiento del combinador en cadena se ha incluido en una red completa estudiando, por medio de las fases de las diferentes señales involucradas, la correcta disposición de las etapas. Todo ellos dando lugar a una red combinadora con pocas pérdidas de adaptación y con un ancho de banda amplio.

En todos los dispositivos diseñados se ha realizado un análisis circuital de parámetros S, tanto de los componentes individuales como de las estructuras que conforman.

5.2 Trabajo futuro

La línea de trabajo futura sería el introducir esta teoría en un dispositivo real, es decir, incluir las etapas de amplificación necesarias de la aplicación, y mediante métodos numéricos optimizar el comportamiento de los diseños que se han realizado en este trabajo.

Dado que una de las principales aplicaciones es en comunicación en satélite, resulta de especial interés el realizar un diseño para frecuencias más altas (mayores de 20GHz).

Referencias

- [1] David M. Pozar, *“Microwave Engineering 4th edition”*, New York, John Wiley & Sons, 2005
- [2] G. Matthaei, L. Young, Jones E., *“Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures”*, 1964
- [3] Robert E. Collin, *“Foundations for Microwave engineering 2nd edition”*, New York, Wiley-Intersc, 2001
- [4] Mehul P. Vanvi, Ved Vyas Dwivedi, Jaymin K Bhalam, *“Design of 20 dB Bethe-Hole Waveguide Coupler”*, IJETT, 2013
- [5] Mahmoud Moghavvemi, Hossein Ameri Mahabadi and Farhang Alijani *“Solutions and Applications of Scattering, Propagation, Radiation and Emission of Electromagnetic Waves”*, Cap. 7, 2012
- [6] Jorge A. Ruiz-Cruz, Jose R. Montejo-Garai, Jesús M. Rebollar, Ana I. Daganzo, Isidro Hidalgo-Carpintero, *“Design of Riblet-Type Couplers for Ka Band Applications”*, UAM, UPM.
- [7] Jorge A. Ruiz-Cruz, Jose R. Montejo-Garai and Jesús M. Rebollar, *“Short-slot E- and H-plane waveguide couplers with an arbitrary power division ratio”*, 2010
- [8] Jaroslav Uher, Jens Bornemann, Uwe Rosenberg, *“Waveguide Components for antenna feed systems: Theory and CAD”*
- [9] L. Young, *“Synchronous Branch-Guide Directional Couplers for Low and High Power Applications”*, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 10, No. 6, pp. 459-475, Noviembre 1962.
- [10] John Reed, *“The Multiple Branch Waveguide Coupler”*, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 6, No. 4, pp. 398-403, Octubre 1958
- [11] John Reed, G. Wheeler, *“A method of analysis of symmetrical four-port networks”*, IEE Transactions on Microwave theory and techniques, vol.4, no. 4, pp.246-252, Octubre 1956
- [12] James M.Frei, Xiao-Ding Cai, Stephen A. Muller, *“Multi-Port S-parameter and T-parameter conversion”*, US Patent No. 7627028, October 2008

- [13] N. Marcuvitz, *“Waveguide Handbook”*, vol. 10 M.I.T. Radiation Laboratory Series, Dover Publications Inc. 1
- [14] Mehdi Ghanadi, *“A new compact broadband radial power combiner”*, Tesis doctoral, Universidad de Berlin, Facultad IV, Noviembre 2011.
- [15] Kenneth J. Russell, *“Microwave Power Combining Techniques”*, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. MIT-27, No. 5, Mayo 1979.
- [16] Alain G. Bert, Didier Kaminsky, *“The Travelling-Wave divider/combiner”*, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. MIT-28, No. 12, Diciembre 1980.
- [17] Zhiyong Kang, Qingxin Chu*, and Qionsen Wu, *“A Compact Ka-Band Broadband waveguide-Based Travelling-Wave spatial power combiner with loss symmetric coupling structure”*, Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 36, 181190, 2013.
- [18] Atsushi Sanada, Kiyoshi Fukui, Shigeji Nogi and Minoru Sanagi, *“Traveling-Wave Microwave Power Divider Composed of Reflectionless Dividing Units”*, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 43, No. 1, Enero 1995.
- [19] Qing-Xin Chu, Senior Member, IEEE, Zhi-Yong Kang, Qiong-Sen Wu, and Da-Yi Mo *“An In-Phase Output -Band Traveling-Wave Power Divider/Combiner Using Double Ridge-Waveguide Couplers”*, IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 61, no. 9, septiembre 2013.
- [20] X. Jiang, S. C. Ortiz, and A. Mortazawi, *“A band power amplifier based on the traveling-wave power-dividing/combining slotted-waveguide circuit,”* IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 52, no. 2, pp.633–639, Feb. 2004.
- [21] Li, L. A., B. J. Hilliard, J. R. Shafer, J. Daggett, E. J. Dickman, and J. P. Becker, *“A planar compatible traveling-wave waveguide-based power divider/combiner,”* IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., Vol. 56, No. 8, 18891898, Aug. 2008.
- [22] K. J. Russel, *“Microwave power combining techniques,”* IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-27, no. 5, p. 472, May 1979.
- [23] Jachim Dittloff, Fritz Arndt and Dietrich Grauerholz, *“Optimum Design of Waveguide E-plane Stub-Loaded Phase Shifters”*, IEEE Trans. Microwave. Theory and Techniques., vol. 36, no. 3, marzo 1988.

Anexo A: Dimensiones de los diseños realizados

Todas las dimensiones en milímetros.

- Acoplador Bethe Hole, sección 2.3.1:

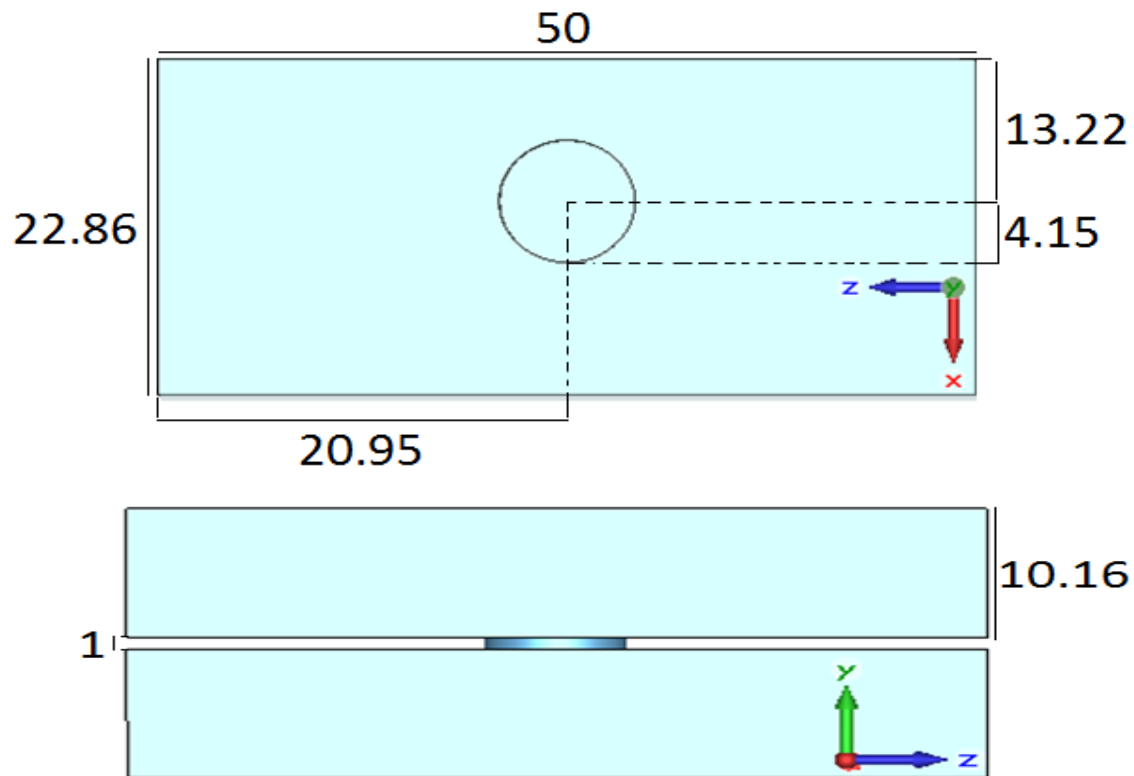


Figura A.1: Dimensiones acoplador Bethe Hole sección 2.3.1

- Acoplador Multi-Apertura, sección 2.3.2::

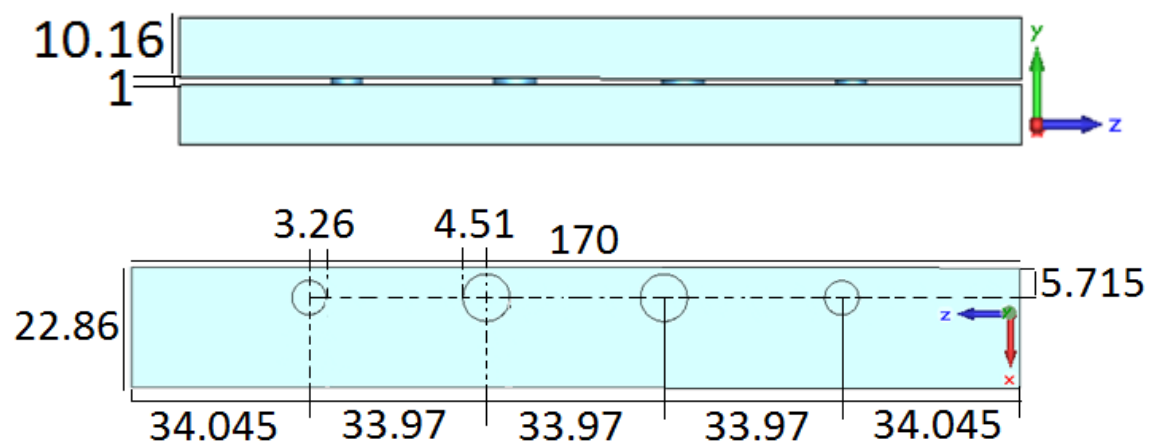


Figura A.2: Dimensiones acoplador Multi-apertura sección 2.3.2

- Acoplador Riblet, sección 2.3.3:

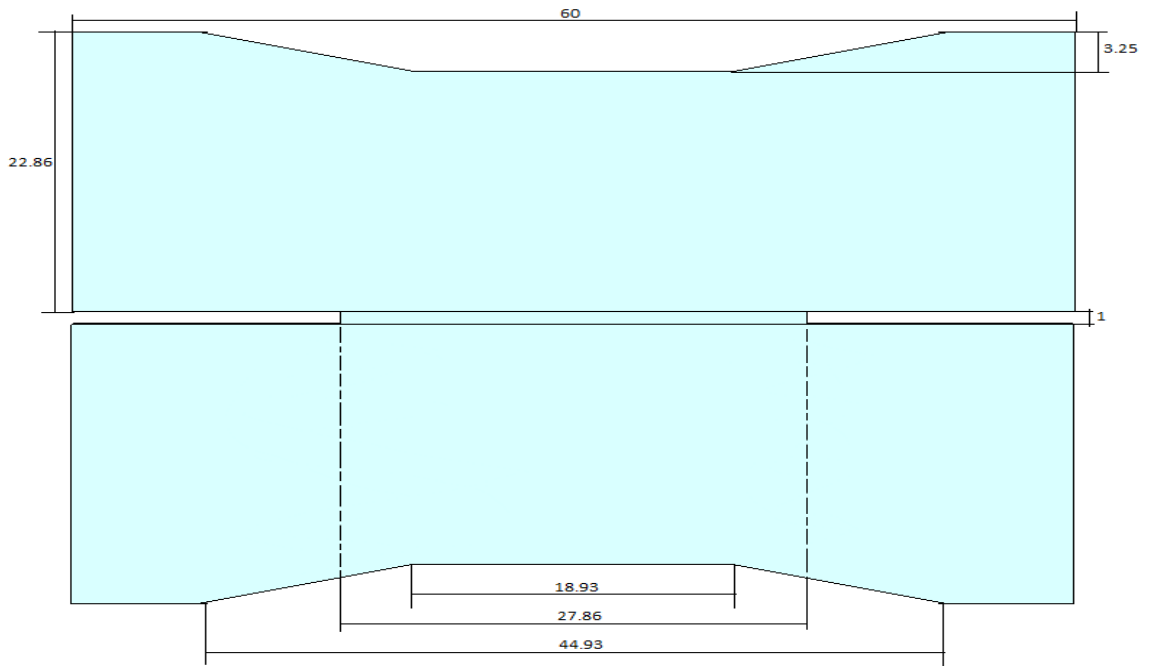


Figura A.3: Dimensiones acoplador Riblet plano H sección 2.3.3

- Acoplador Branch-Line de 6 ramas, sección 2.3.4:

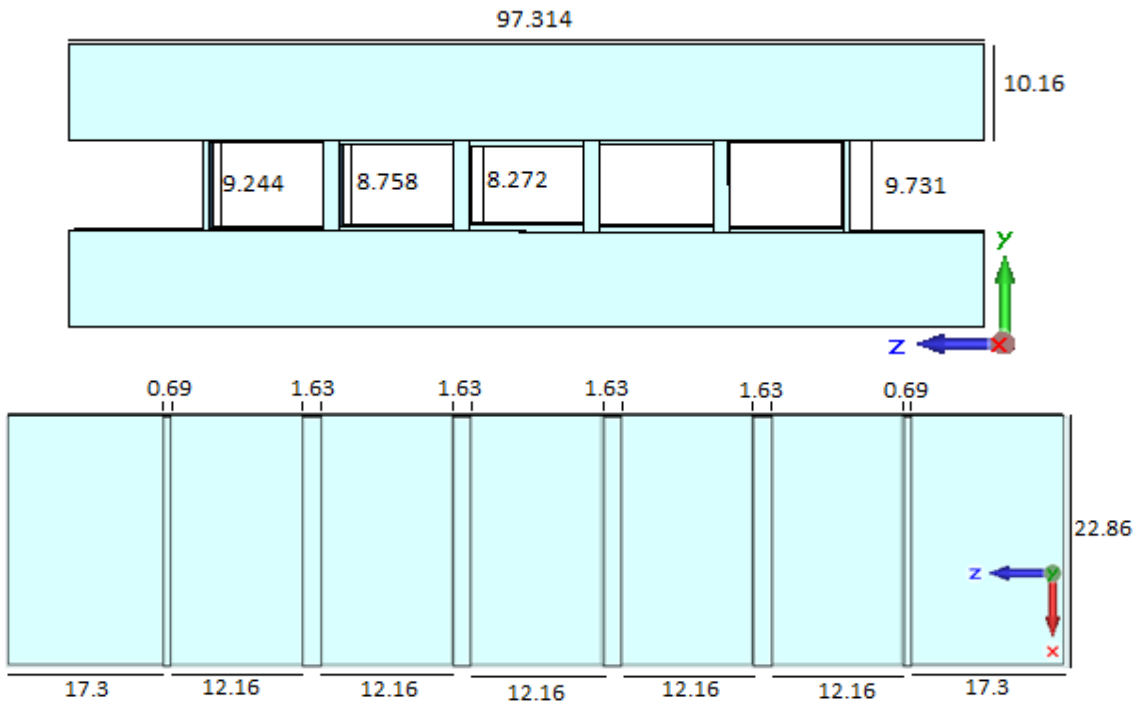


Figura A.4: Dimensiones acoplador Branch-line de 6 ramas sección 2.3.4

- Red completa travelling-wave, sección 4.3:

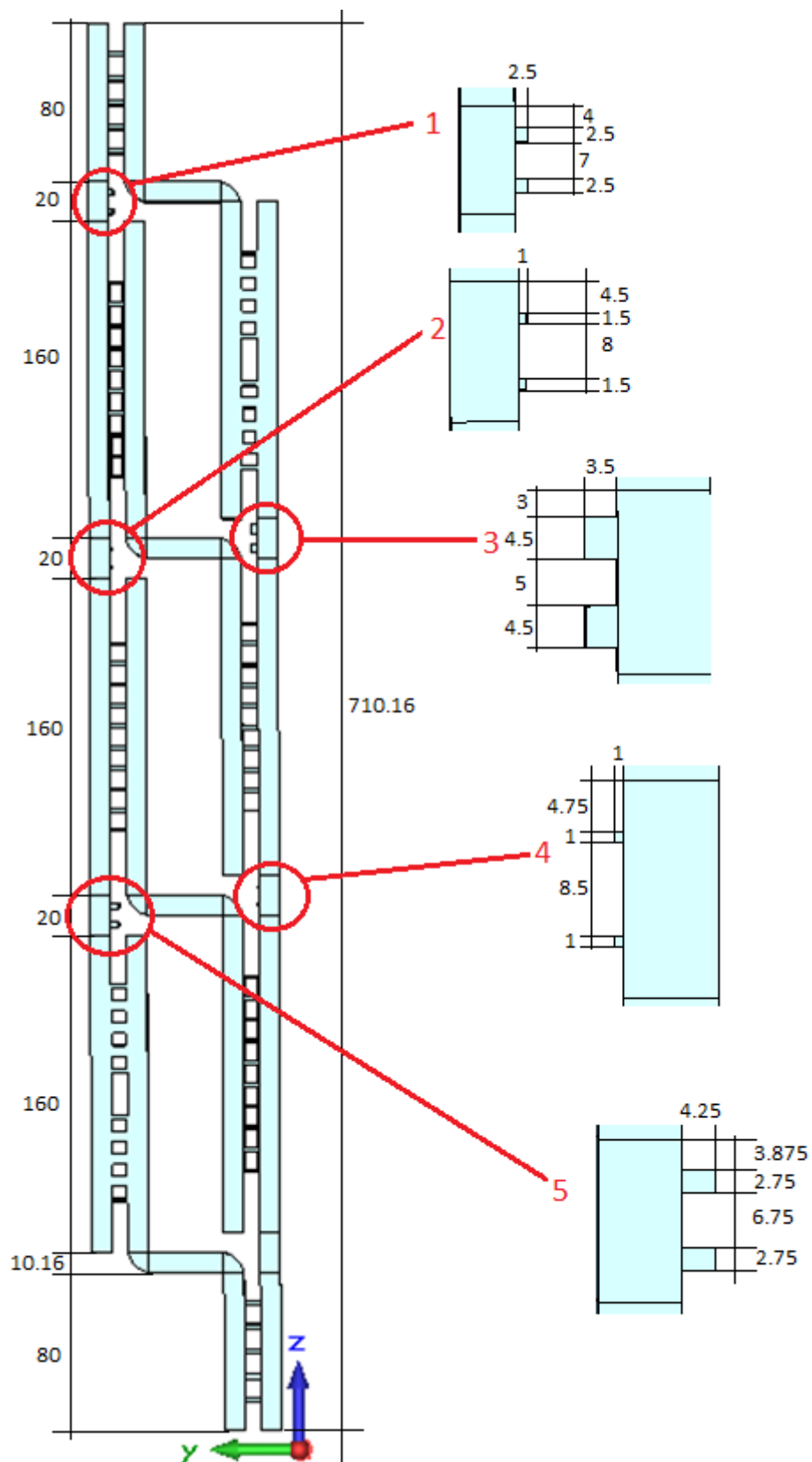


Figura A.5: Dimensiones red completa y desfasadores sección 4.3

Anexo B: Diseño de elementos adicionales

Dos tipos de codos:

- Giro de 90 grados: Se ha realizado en tres etapas para mejorar la adaptación y buscar una respuesta óptima.

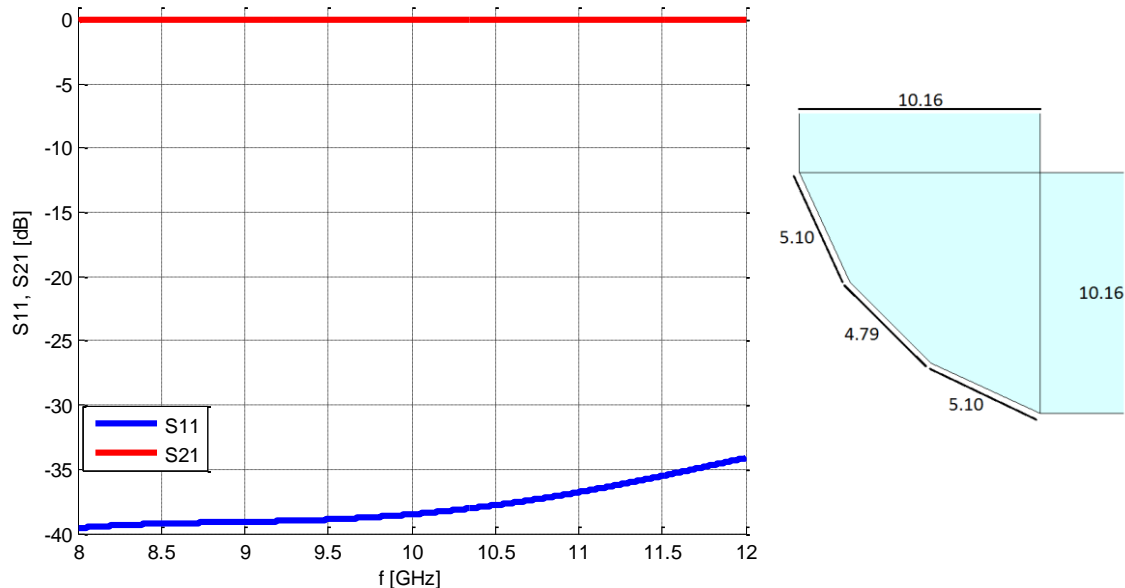


Figura B.1: Simulación en CST de codo de 90 grados (izq.) y dimensiones del codo (der.)

- Giro de 180 grados: Se ha dejado una separación de bocas suficiente para poder realizar el giro.

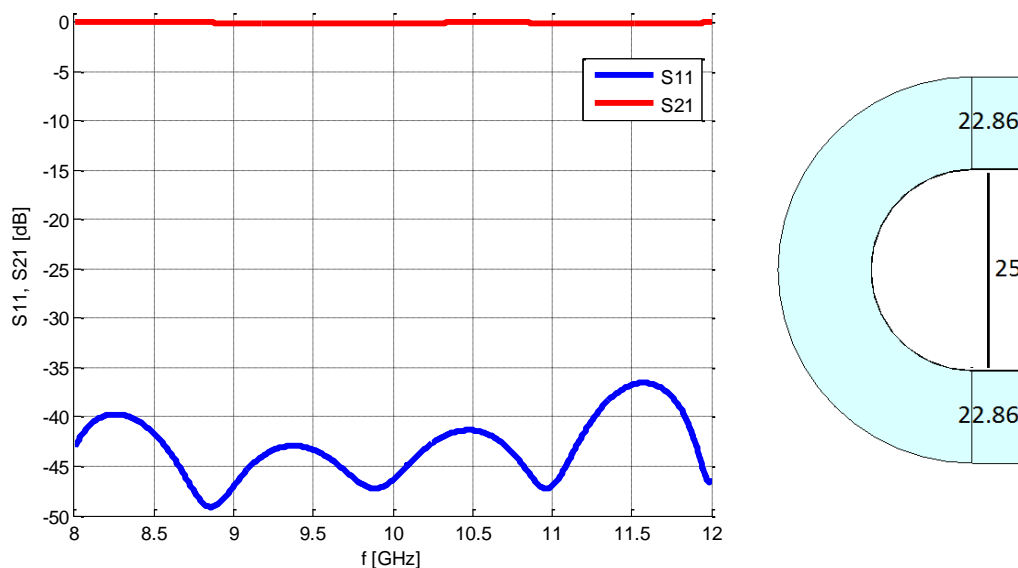


Figura B.2: Simulación en CST de codo de 180 grados (izq.) y dimensiones del codo (der.)

Otros ejemplos de diseños de codos (bends) se pueden ver en [8, pp 164-174].

Los desfases de señal incluidos en este trabajo consisten en stubs de guía de onda: Se comprueba que a mayor anchura y mayor longitud del fleco mayor desfase [21]. En todos los casos la longitud de la guía es de 20mm y las dimensiones de cada desfaseador se pueden ver en el anexo A. La respuesta en simulación ha sido:

- Coeficiente de reflexión:

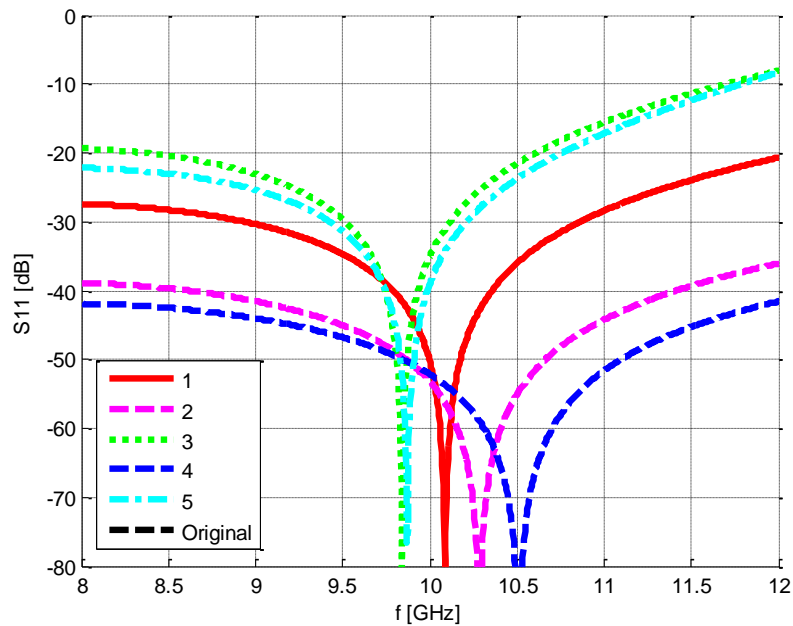


Figura B.3: Simulación en CST de los coeficientes de reflexión de los desfaseadores de guía de onda rectangular

- Fase:

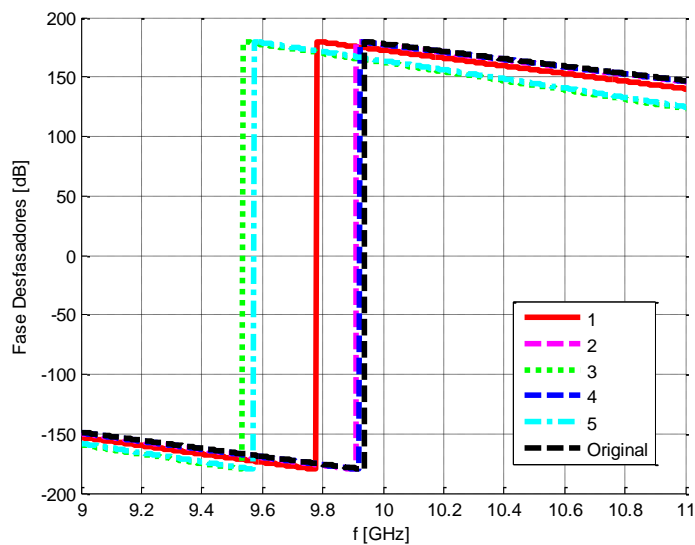


Figura B.4: Simulación en CST de la fase de los desfaseadores de guía de onda rectangular

