

Conmutador de Fase 180° de Banda Ancha a 30 GHz

Luis Angel Rodriguez
Actualmente, Departamento de Electrónica

Icnita S.L.
e-mail: luisangel.rodriguez@gmail.com

Beatriz Aja, Eduardo Artal
Departamento de Ing. de Comunicaciones

Universidad de Cantabria
e-mail: ajab@unican.es

Abstract- The design, assembly and characterization of a phase switch in the Ka-band based on PIN diodes is presented. This phase switch has provided a 20 per cent of bandwidth at 30 GHz and a phase shift around 180°. The phase switch has been made with a broadband hybrid coupler on microstrip technology and commercial PIN diodes HPND-4005 from Agilent. Two different techniques to adjust the phase shift have been applied. Input and output matching better than 13 dB, return losses lower than 3 dB and a phase shift from 160° up to 174° have been obtained from 27 to 33 GHz.

I. INTRODUCCIÓN

Este conmutador de fase de 180° en la banda de 27-33 GHz formará parte de un demostrador de un radiómetro diferencial.

Un conmutador de 180° es un circuito de dos accesos con dos posibles estados. En un estado cambia su desfase, de entrada a salida, en 180° respecto al desfase en el otro estado.

La topología consta de un híbrido de 3dB/ 90° y de dos diodos PIN conectados en dos de sus accesos como se muestra en la Fig. 1. Los diodos presentan una diferencia de fase de 180°, en su coeficiente de reflexión (Γ_3 ó Γ_4), entre sus estados de conducción y de no conducción. Se puede conseguir que la respuesta en fase del parámetro S_{21} varíe 180°, controlando que ambos diodos PIN se encuentren simultáneamente en estado de conducción o en estado de alta impedancia.

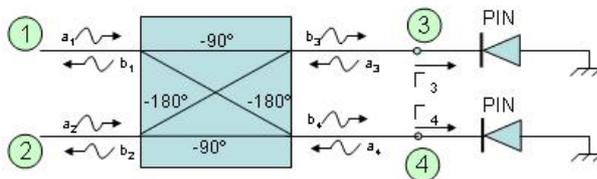


Fig. 1. Esquema del desfasador basado en reflexión

Debido a la simetría y a la naturaleza recíproca del acoplador se cumplirán las relaciones dadas por (1).

$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{22} \\ S_{21} &= S_{12} \end{aligned} \quad (1)$$

La justificación teórica del funcionamiento del circuito desfasador puede obtenerse fácilmente, para ello debe tenerse en cuenta que el coeficiente de reflexión ideal de un diodo conectado a masa y polarizado en inversa (alta impedancia) es igual a 1 e igual a -1 en estado de conducción. Puesto que $\Gamma_3 = \Gamma_4 = \Gamma'$, entonces el parámetro S_{21} viene dado por la expresión (2).

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{j}{2}(\Gamma_3 + \Gamma_4) = j\Gamma' \quad (2)$$

Dependiendo del estado en que se encuentren los diodos, el parámetro S_{21} tendrá diferente fase (3).

$$S_{21_{ON}} = j\Gamma' = -j ; S_{21_{OFF}} = j\Gamma' = j \quad (3)$$

De esta manera, al variar el estado de conducción de los diodos, se consigue un desplazamiento de la fase del parámetro S_{21} de 180°.

La conclusión a la que se llega con estos cálculos es que no resulta necesario un valor de Γ' exactamente igual a +1 ó -1. El único requerimiento es que el coeficiente de reflexión presente en los puertos 3 y 4 sea igual en ambos puertos ($\Gamma_3 = \Gamma_4 = \Gamma'$) y que su fase varíe 180° cuando se conmuta el estado de polarización de los diodos. Además este desfase debe ser plano en toda la banda de interés (de 27 a 33 GHz).

II. ACOPLADOR HÍBRIDO 3 dB / 90°

Los circuitos acopladores híbridos son redes de carácter direccional que actúan como combinadores y divisores de potencia.

A. Diseño

El objetivo fue desarrollar un acoplador híbrido 3 dB / 90° de banda ancha [1], [2], para lo cual la topología escogida consta de dos secciones.

En el procedimiento de diseño empleado, se parte de las especificaciones que debe cumplir el circuito, y se obtienen los valores de las admitancias de las líneas en serie ('Ki') y de los brazos situados en paralelo ('Hi') de la Fig. 2.

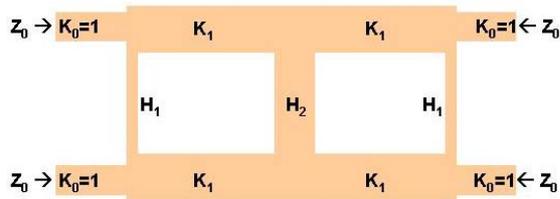


Fig. 2. Disposición de las admittancias serie (K_i) y paralelo (H_i)

El acoplador se ha diseñado en tecnología *microstrip* y los valores de admittancia, son trasladados a las dimensiones de líneas. El sustrato empleado es “Metclad”, y sus características principales son $\epsilon_r=2.17$ (constante dieléctrica relativa), $\tan \delta=0.0013$ (tangente de pérdidas), $h=0.254 \text{ mm}$ (altura del dieléctrico), $t=18 \mu\text{m}$ (grosor del conductor) y $\text{cond}=4.1\text{E}7 \text{ S/m}$ (conductividad). Dadas las relaciones $Z_i=Z_0/K_i$ y $Z_i=Z_0/H_i$, en la Tabla 1 se muestran los valores anteriores de admittancias, y las correspondientes anchuras de las líneas *microstrip*. Las longitudes de los brazos son $\lambda/4$ a la frecuencia central, 30 GHz. A esta misma frecuencia y para una impedancia de 50 Ohm, la longitud física es de aproximadamente 1.82 mm.

Tabla 1. Admittancias y dimensiones de las líneas *microstrip*

	Z (Ω)	W (mm)
$H_1=0.442$	$50/0.442=113.12$	0.151
$H_2=1.11$	$50/1.11=45$	0.906
$K_1=1.3$	$50/1.3=38.46$	1.135

Una vez obtenidas las dimensiones iniciales, se realizó una simulación del híbrido con la herramienta ADS incluyendo todas las conexiones mediante modelos de T en *microstrip*. Los resultados obtenidos fueron ligeramente diferentes con respecto al comportamiento ideal del circuito. Por lo tanto fue necesario realizar diversas simulaciones tanto a nivel de esquemático como con Momentum, y optimizar al circuito para conseguir los mejores resultados.

En la Fig. 3 se muestra una fotografía del acoplador construido. Se puede observar que las líneas de entrada, en dos de los accesos se han modificado añadiéndoles un codo. Esta modificación tiene como fin facilitar su caracterización como red de dos accesos con la estación de sondas coplanares. Para ello se han añadido transiciones de línea *coplanar* a *microstrip* de *Jmicro* (modelo ProbePoint™ 1003) [3], en los puertos de entrada y salida, mediante una conexión con cuatros hilos de oro.

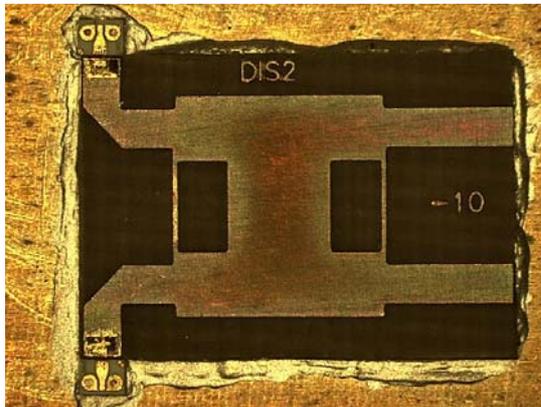


Fig. 3. Fotografía del acoplador híbrido 3 dB/90° en tecnología *microstrip*

B. Caracterización del acoplador

El circuito ha sido caracterizado con un analizador de redes modelo HP-8510C en la banda de 24 a 40 GHz. Las transiciones *coplanar* a *microstrip* permiten realizar una calibración TRL. El circuito ha sido caracterizado como red de 2 puertos en lugar de 4. El analizador de redes se conectó a los puertos 1 y 2 (accesos con transiciones), mientras que los puertos 3 y 4 permanecieron terminados en circuito abierto (en la primera de las medidas) y en cortocircuito (en la segunda medida). El cortocircuito fue realizado mediante una soldadura a masa de las extremidades. La Fig. 4 muestra los resultados obtenidos, en cuanto a transmisión, adaptación para cada una de las medidas, así como la diferencia de fase de los parámetros S_{21} cuando la terminación del acoplador pasa de ser un circuito abierto a un cortocircuito.

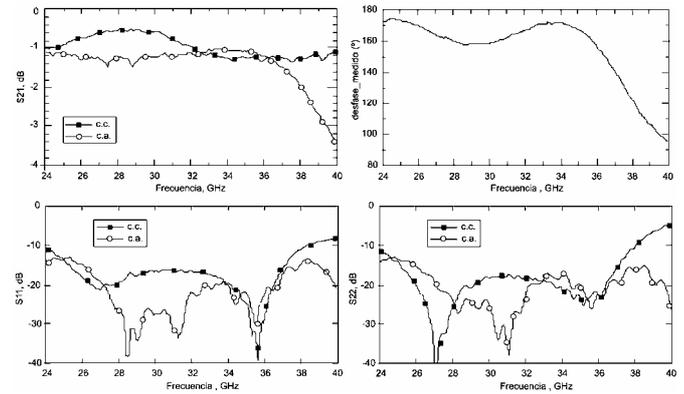


Fig. 4. Resultados del acoplador 3 dB / 90° fabricado (Puertos 3 y 4 terminados en circuito abierto y en cortocircuito)

Se han obtenido pérdidas de inserción inferiores a 1.5 dB en la banda de 26 a 37 GHz manteniendo la adaptación mejor de 15 dB.

III. DIODOS PIN

Un diodo PIN es un dispositivo semiconductor que puede operar como una resistencia variable en rangos de frecuencias de RF y microondas y es controlado por corriente. La resistencia que presenta el diodo PIN en directa depende únicamente de la corriente de polarización de DC. Un diodo PIN en montaje “beam-lead”, tiene un tamaño pequeño respecto a la longitud de onda, una alta velocidad de conmutación y baja reactancia parásita, lo cual hace de él un componente ideal para utilizarlo en circuitos de control de señal de RF de gran ancho de banda ocupando una pequeña superficie. El diodo PIN utilizado es el HPND-4005 de Agilent,[4] , [5].

A. Caracterización de la impedancia del diodo

El diodo PIN se utilizará en el desfaseador con uno de sus accesos conectado a masa. De este modo se caracterizó el valor del coeficiente de reflexión (parámetro S_{11}) del diodo conectado a masa, como una red de una puerta, para diferentes puntos de polarización con el circuito mostrado en la Fig. 5. En dicha figura, se ve la transición *coplanar* a *microstrip* conectada al diodo utilizada para caracterizarlo usando la estación de sondas coplanares.



Fig. 5. Montaje del diodo conectado a masa y con una transición coplanar-microstrip a la entrada

En la Fig. 6 se muestran los coeficientes de reflexión, que se obtuvieron para una polarización directa de 50 mA e inversa de -5 V. La gráfica de la derecha muestra la diferencia de fase del parámetro S_{11} cuando el diodo cambia de estado.

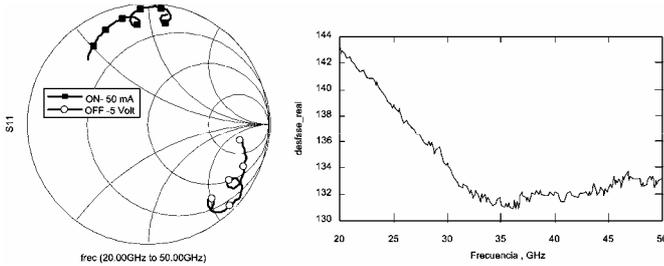


Fig. 6. Coeficiente de reflexión medido cuando el diodo está conectado a masa: Diodo ON @ 50 mA y Diodo OFF @ -5 V. Desfase del coeficiente de reflexión cuando el diodo PIN cambia de estado de conducción (ON @ 50 mA, OFF @ -5 V)

A partir de las medidas se pudo extraer un circuito equivalente del diodo para cada estado de conducción y que se muestra en la Fig. 7. Los valores de L , R_S , C_T y R_P son en inversa $L=0.2$ nH, $R_S=2$ Ω , $C_T=0.02$ pF y $R_P=2100$ Ω . Para la polarización directa (con intensidad de 50 mA), el circuito equivalente tiene los siguientes elementos: $L=0.2$ nH, $R_S=2$ Ω y $R_I=0.8$ Ω .

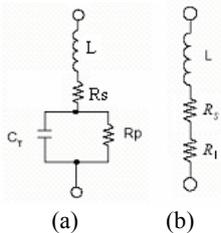


Fig. 7. Circuito equivalente en polarización inversa (a) y directa (b) del diodo PIN HPND-4005

B. Respuesta de conmutación de los diodos PIN

Se realizó la caracterización de la respuesta temporal de conmutación del diodo PIN HPND-4005, para conocer su máxima frecuencia de conmutación.

Un método empleado para conocer la respuesta en conmutación de diodos PIN y su velocidad máxima de conmutación, se basa en estimular al diodo con una señal cuadrada que lo obligue a conmutar de estado de conducción, y observar la intensidad que fluye por el diodo en estas condiciones.

Uno de los parámetros más significativos que se obtiene con este procedimiento es el denominado tiempo de recuperación en inversa, ' t_{rr} ', que es el tiempo que tarda el diodo en dejar de conducir desde que se aplica una tensión inversa, partiendo de la condición inicial de que el diodo está

en estado de conducción con intensidad ' I_F ' y tiene una carga almacenada. El tiempo necesario para eliminar esta cantidad de carga, aplicando una intensidad inversa ' i_r ' al diodo, fija su máxima frecuencia de conmutación.

El diodo caracterizado está montado sobre un sustrato de alúmina ($\epsilon_r=9.9$, $h=0.254$ mm) con líneas de entrada y salida de impedancia 50Ω y se utilizó el útil de medida de la firma Intercontinental Microwave. Con el generador de pulsos (onda cuadrada) HP 81101A y el osciloscopio digital Lecroy LT342, se obtuvo la respuesta del diodo cuando conmuta de estado OFF a ON.

Cuando el estímulo es una señal cuadrada periódica, el periodo mínimo de la señal deberá ser de al menos $2 \cdot t_{rr}$. En el caso de aplicar al diodo una polarización inversa de $-5V$, el tiempo de recuperación en inversa es de unos 200 ns, esto implica que la máxima frecuencia de conmutación es de 2.5 MHz.

IV. CONMUTADOR DE FASE 180°

El desfaseador se diseñó haciendo uso de los resultados del acoplador, así como introduciendo el modelo para los diodos PIN obtenido mediante caracterización experimental. Para obtener un desfase de 180° , el diseño del acoplador híbrido inicial, con los diodos PIN directamente conectados (de acuerdo a la Fig. 1) no proporcionaba el desfase requerido. Por ello fue necesario introducir un circuito capaz de resolver éste problema. La misión del circuito de corrección de desfase fue la de conseguir que la fase del parámetro S_{21} varíe los 180° cuando se conmuta el estado de polarización de los diodos, al mismo tiempo que se conserva una buena adaptación y se mantienen bajas las pérdidas. Se realizaron dos tipos de ajustes que se muestran a continuación. En primer lugar se trató de conseguir el desfase mediante una red LC, y después mediante un "stub" microstrip y colocando dos diodos PIN en paralelo.

A. Red L-C para corrección de desfase

Se realizó una red con un condensador DiCap [6] de 0.5 pF y una inductancia, mediante un hilo de oro, a la entrada de los diodos PIN, para conseguir el desfase de 180° en la banda.

En la Fig. 8 se presenta el aspecto general del circuito y un detalle donde se pueden apreciar el condensador DiCap y el hilo de oro (diámetro 17.5 μm).

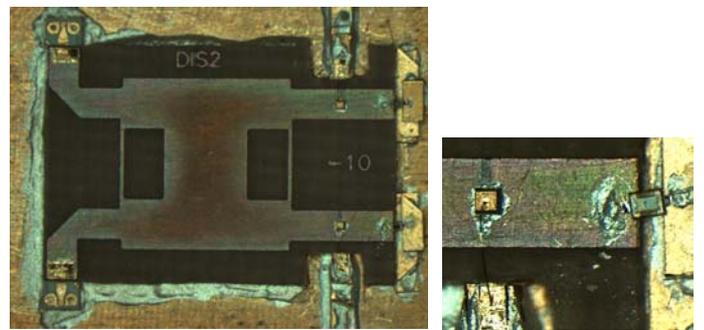


Fig. 8. Aspecto del desfaseador con red L-C de corrección de desfase y detalle del montaje del condensador DiCap con el hilo de oro

Los resultados experimentales obtenidos con este circuito se presentan en la Fig. 9. El desfase está próximo a 180° . El

mayor error en la banda (27, 33) GHz sucede en 33 GHz, donde el desfase es de 197° , lo cual supone un error absoluto de 17° . Las pérdidas son mejores de 3 dB en toda la banda y las adaptaciones en torno a 15 dB.

No obstante, estos resultados son muy sensibles a parámetros muy difíciles de controlar, como son la longitud de los hilos de oro y la posición donde se sueldan los condensadores, por lo que fue necesario realizar varias veces la conexión de los hilos de bonding, modificando su longitud, hasta obtener el mejor de los resultados.

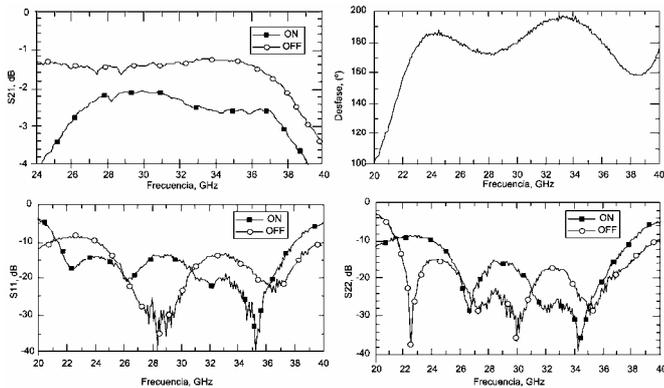


Fig. 9. Resultados experimentales del desfasador con red L-C de corrección de desfase

B. Circuito microstrip y dos diodos en paralelo para la corrección de desfase

El circuito de corrección de desfase consiste en dos stubs microstrip y dos diodos PIN conectados en paralelo. La finalidad de situar dos diodos en paralelo, a diferencia del desfasador anterior que utilizaba un solo diodo en cada terminación, es conseguir disminuir los efectos parásitos.

En la Fig. 10 se muestra una vista general del desfasador y un detalle de la parte de la estructura *microstrip* encargada de corregir la curva de desfase, situada justo previo al punto de conexión de los diodos. También se puede observar los dos diodos PIN situados en paralelo.

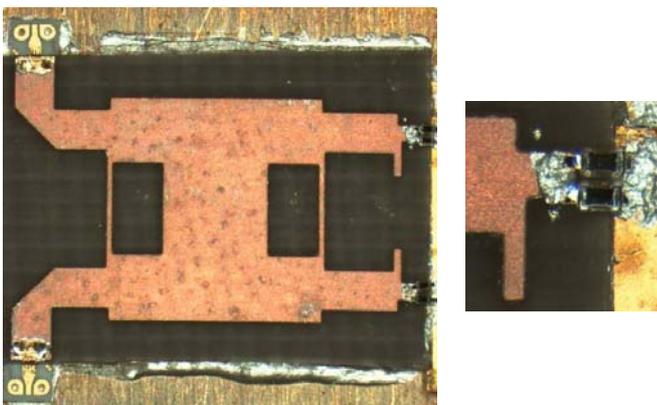


Fig. 10. Desfasador con circuito microstrip de corrección de desfase

Los resultados experimentales obtenidos con este circuito se presentan en la Fig. 11.

Se observa una mejora en la forma de la curva de desfase, respecto al método de corrección del apartado anterior. En esta ocasión, la curva de desfase está centrada en torno a 170° , presentando un valor mínimo de 160° y máximo de

174° en la banda de interés. Se consiguieron adaptaciones mejores de 13 dB de 27 a 33 GHz y pérdidas menores de 2.5 dB.

La ventaja presentada por este método de corrección, consiste en que es más robusto a la hora de su fabricación y más reproducible, ya que no depende de un parámetro tan crítico, como es la longitud de un hilo.

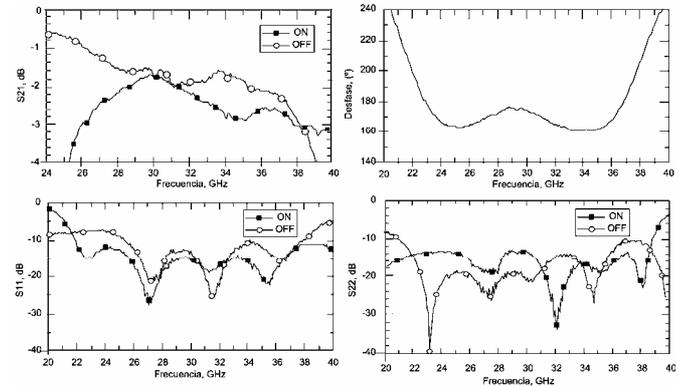


Fig. 11. Resultados experimentales del desfasador con circuito microstrip de corrección de fase

V. CONCLUSIONES

Se ha presentado el diseño y caracterización de un circuito conmutador de fase de banda ancha a 30 GHz.

Se ha realizado el diseño y la caracterización de un acoplador híbrido 3dB/90° de banda ancha y de diodos PIN hasta 50 GHz.

Se ha realizado el diseño, construcción y medida de dos desfasadores con diferentes métodos de ajuste. En ambos diseños se consiguieron adaptaciones mejores de 13 dB en la banda de interés con pérdidas menores de 3 dB. El desfase obtenido en la banda varía entre 160° y 174° para el mejor caso.

AGRADECIMIENTOS

La fabricación y montaje de los circuitos han sido realizados por Alexandrina Pana y Eva Cuerno.

Este trabajo se ha realizado con la financiación del Ministerio de Ciencia y Tecnología, Programa Nacional de Espacio del Plan Nacional de I+D+I, con la ayuda de referencia ESP2002-04141-C03-03.

REFERENCIAS

- [1] George L. Matthaei, Leo Young, E. M. T. Jones, "Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures". Sec. 13.09. Artech House.
- [2] David M. Pozar, "Microwave Engineering". John Wiley & Sons.
- [3] Microprobing Test Accessories, "Test interface circuits and calibration structures", Jmicro Technology, 1994.
- [4] Technical Data, "Beam Lead PIN Diode", Agilent Technologies, 1999
- [5] Application Note 929, "Fast switching PIN diodes", Hewlett Packard.
- [6] "DiCap - High Performance single layer ceramic capacitors for RF, Microwave, and Millimeter Wave applications", Dielectric Laboratories Inc. 2003