

Conmutador de fase de 4 estados en la banda de frecuencias de 35 a 47 GHz

Enrique Villa⁽¹⁾, Jaime Cagigas⁽²⁾, Beatriz Aja⁽¹⁾, Luisa de la Fuente⁽¹⁾, Eduardo Artal⁽¹⁾.

villae@unican.es, jaime.cagigas@erzia.com, ajab@unican.es, fuenterm@unican.es, artale@unican.es

⁽¹⁾ Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria. Plaza de la Ciencia s/n, 39005, Santander

⁽²⁾ Erzia Technologies. Castelar 3, 39004, Santander

Abstract- This document describes the design of a phase switch with four states intended for a radio astronomy receiver which operates in the 35-47 GHz frequency band. The phase switch has two microwave branches which are combined by a Wilkinson divider/combiner. Each branch is based on a 180° phase switch connected in cascade with a different band-pass filter. The phase shift between the two band-pass filters is 90°. The switching devices are microwave PIN diodes. Experimental results have shown average phase shift values of 178° and 87.3° within the operation band for the phase switch and the band-pass filters respectively. The complete phase-switch have been validated by simulations of the cascaded elements including the Wilkinson combiner/divider.

I. INTRODUCCIÓN

El estudio de radiación del Fondo Cósmico de Microondas (CMB de sus siglas en inglés *Cosmic Microwave Background*) y de la polarización que presenta es de gran interés dentro de la comunidad científica como herramienta para ahondar en el conocimiento de las leyes físicas del Universo.

En este sentido, se lleva trabajando durante años en el diseño y fabricación de receptores de muy alta sensibilidad capaces de medir dicha señal radiada, que es de muy baja potencia, y proporcionar los parámetros de Stokes que definen el estado de polarización de una onda electromagnética [1]. En primera instancia, se llevó a cabo un polarímetro en la banda de 26 a 36 GHz como parte de la segunda fase del proyecto QUIJOTE [2], en el que se ha llevado a cabo el diseño, la fabricación y puesta en funcionamiento de 31 receptores en el Observatorio de El Teide en la isla de Tenerife. Estos receptores son radiómetros de muy bajo ruido que permiten obtener de manera simultánea los valores de los parámetros de Stokes (Q, U, I).

Como continuación de estos receptores en la banda de 26 a 36 GHz, se está desarrollando el diseño, fabricación e instalación de otro instrumento en la banda de 35 a 47 GHz, para complementar los datos obtenidos con el anterior instrumento y completar el rango de análisis de la radiación del CMB en el rango de 10 a 47 GHz. Este nuevo instrumento a la frecuencia central de 41 GHz está enmarcado dentro del proyecto ‘Exploring the Physics of Inflation’ (EPI), y cubrirá la banda de frecuencia de 35 a 47 GHz [3]. El rango de funcionamiento viene limitado por la frecuencia de absorción atmosférica del oxígeno en la cercanía de los 50 GHz y que impediría obtener resultados correctos.

El esquema que van a utilizar estos receptores es el que se muestra en la Fig. 1. El mismo se basa en la conmutación de fase (de 90° y de 180°) en cada una de las dos ramas equilibradas del sistema para la obtención de los parámetros de Stokes en las diferentes salidas del sistema a partir de la generación de 16 estados de fase tras la combinación de ambas ramas. El ‘Phase Switches Module’ consta de dos conmutadores de fase idénticos.

Por lo tanto, el diseño de los conmutadores de fase es un aspecto fundamental para el correcto funcionamiento del receptor y, a su vez, deben proporcionar un alto nivel de integración para el montaje con el resto de los subsistemas que componen el receptor.

En los siguientes apartados se describen la fase de diseño de la solución propuesta, los resultados preliminares de la concatenación de los diferentes componentes del módulo desfasador, así como la caracterización experimental de cada uno de los elementos de manera individual para validar su funcionamiento.

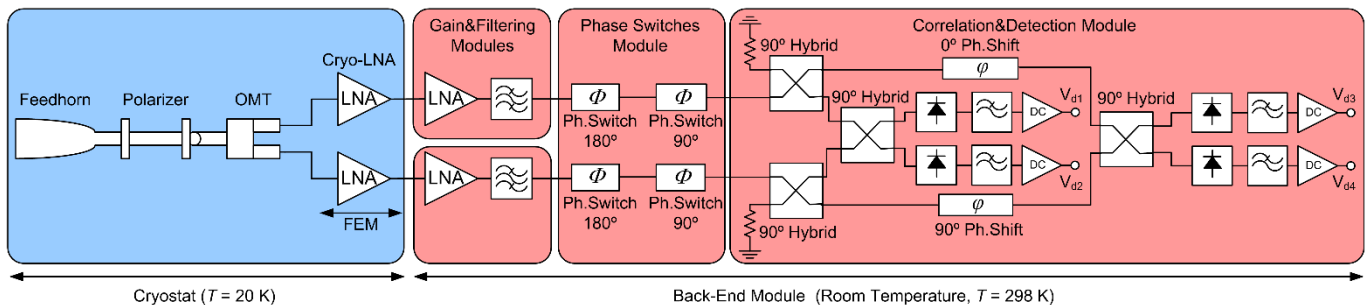


Fig. 1. Esquema del receptor de la banda de 35 a 47 GHz para el proyecto EPI.

II. CONMUTADOR DE FASE DE 4 ESTADOS

El receptor diseñado para la banda de 31 GHz [2] presentaba un diseño similar al que aquí se ha mostrado en la Fig. 1, también basado en la conmutación de fase. En ese caso, los 4 estados de fase en cada rama se conseguían a través de la combinación de un conmutador de fase de 180° y uno de 90° [4].

Para este nuevo diseño de receptor, se ha optado por realizar un diseño con mayor nivel de integración que facilite posteriormente el montaje con el resto de los subsistemas y minimice el número de interconexiones entre los elementos. Para ello, se ha optado por desarrollar el circuito que se muestra en la Fig. 2.

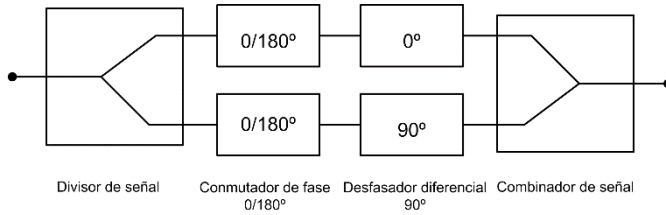


Fig. 2. Esquema propuesto para el conmutador de fase en el receptor de la banda de 35 a 47 GHz.

En este esquema se utilizará un divisor de señal del tipo Wilkinson, que a su vez servirá como combinador a la salida, dos conmutadores de fase de 180° y un desfasador diferencial de 90°. De esta manera, y desarrollando los diferentes circuitos en tecnología microstrip, se evitará la utilización de elementos de interconexión y proporcionará un alto nivel de integración de los circuitos.

A partir del esquema propuesto, los circuitos microstrip entre las ramas de salida/entrada de los Wilkinson diferirán en 90°, y con el cambio de estado del conmutador de fase de 180° colocado en cada rama del circuito total, se obtendrán los cuatro estados de fase necesarios para cada rama del receptor.

El diseño del divisor/combinador tipo Wilkinson, del conmutador de fase de 180° y del desfasador diferencial 90° se ha llevado a cabo en tecnología microstrip en un sustrato de alúmina cuyas características son las siguientes: grosor 0.254 mm, constante dieléctrica relativa $\epsilon_r = 9.9$, tangente de pérdidas 0.0001, grosor de la metalización de oro $t = 3.5 \mu\text{m}$, capa resistiva basada en nitrato de tántalo (Ta_2N), cuya resistividad es de 20 Ω/cuadro .

A. Conmutador de fase 180°

El conmutador de fase de 180° está basado en el diseño presentado en [5]. Ese diseño presenta una topología basada en el montaje en cascada de dos anillos híbridos ('rat-race') ligeramente modificados, en cuyas salidas se conectan dos diodos PIN en paralelo en posición inversa uno respecto al otro, fabricados en fosforo de indio (InP) con TRW Inc., actualmente Northrop Grumman.

La combinación de los dos anillos híbridos produce un circuito de una entrada y dos salidas, con una diferencia de fase de 180° entre ellas. El esquema básico de la concatenación de anillos en las que se basa [5] se muestra en la Fig. 3. En ambas salidas se posicionan en paralelo los diodos PIN en polarización opuesta, lo que hará que nunca estarán activas de manera simultánea ambas, activando cada una en función de la polarización de los diodos.

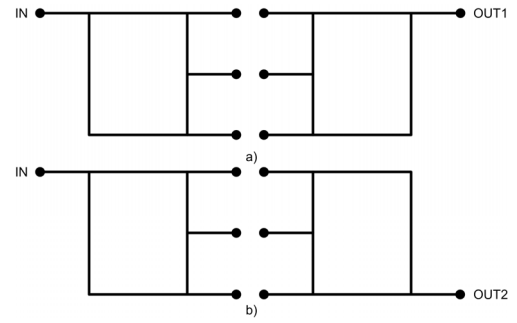


Fig. 3. Esquema de concatenación de los anillos y las dos salidas.

La solución aquí adoptada es la misma concatenación de dos anillos híbridos y el uso de diodos PIN conectados en serie en cada salida. La activación del diodo correspondiente permitirá la propagación de la señal por una rama o por la otra, obteniendo una diferencia de fase de 180°.

El diodo PIN utilizado es el modelo HPND-4005 de Avago Technologies [6], que puede verse en la Fig. 4(a). Se trata de un dispositivo apropiado debido a la baja resistencia serie que presenta así como la baja capacidad equivalente en su estado en inversa. Para realizar un diseño más preciso del circuito conmutador, se ha utilizado el modelo eléctrico pequeña señal del diodo [7] extrapolado hasta 50 GHz, con el circuito eléctrico equivalente mostrado en la Fig. 4(b). La resistencia serie equivalente del diodo está modelada por una resistencia R_{SI-V} extraída del ajuste de la curva I-V característica del diodo y una resistencia R_{SVAR} variable dependiente del punto de polarización ajustada a partir de los parámetros de Scattering con los parámetros A y K [8]. La resistencia total por lo tanto está regida por la expresión que se muestra a continuación:

$$R_S = R_{SI-V} + R_{SVAR} = R_{SI-V} + \frac{A}{(I_{bias} + 1 \cdot 10^{-14})^K} \quad (1)$$

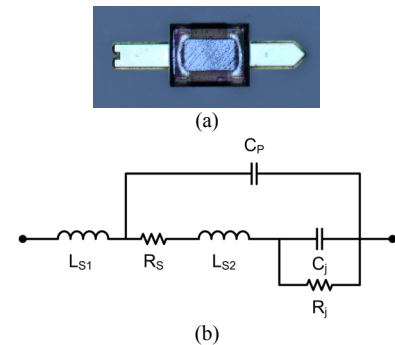


Fig. 4. Diodo PIN HPND-4005. (a) Fotografía del dispositivo. (b) Modelo pequeño señal.

Una vez considerado el modelo eléctrico del diodo a utilizar, se lleva a cabo el diseño de la estructura de anillos capaz de cubrir la banda de operación del receptor (35 a 47 GHz), de varias secciones para obtener comportamiento de banda ancha. Los diodos en configuración serie se colocan directamente en las dos salidas OUT1 y OUT2 de la Fig. 3 en posición opuesta de ánodo y cátodo. A su salida se coloca el retorno de continua para polarizar los diodos, a través de un paso a masa, y una línea de un cuarto de longitud de onda a la frecuencia central. Debido al funcionamiento conmutador

de los diodos, el circuito se comporta como una red de una entrada y una salida.

Una vez optimizado el diseño, se realiza la fabricación del circuito y el montaje de los diodos y la red de polarización. En la Fig. 5 se muestra una fotografía del montaje del circuito con una transición comercial de línea coplanar a microstrip para la posterior caracterización. La red de polarización está configurada a través de un hilo de bonding de un cuarto de longitud onda junto con un condensador de 0.5 pF y una resistencia de 10 Ω .

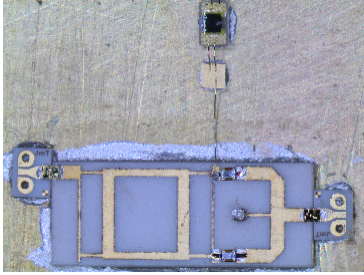


Fig. 5. Fotografía del circuito conmutador de fase de 180°.

B. Desfasador diferencial de 90°

El desfasador fijo de 90° se ha realizado a partir del diseño de dos filtros paso banda cuya diferencia de fase coincida con la objetivo, y que ayudarán a conformar la banda de funcionamiento del receptor. Ambos filtros deberán presentar la misma longitud física para su inserción en el circuito final. Para el diseño se han utilizado simuladores electromagnéticos para conseguir una diferencia de fase plana con bajo error respecto a los 90°, con un pequeño desequilibrio de amplitud entre los mismos y a la vez una buena adaptación, partiendo de la teoría utilizada en el instrumento de 30 GHz [7].

Una vez realizado el proceso de optimización de los filtros, se llega a la solución microstrip realizada en sustrato de alúmina que se muestra en la Fig. 6.

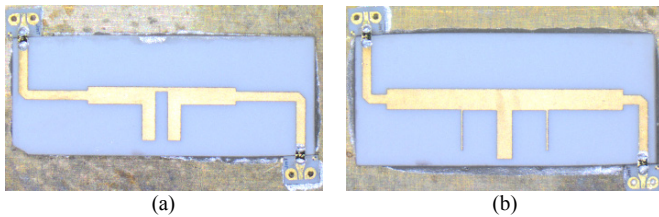


Fig. 6. Fotografías de los filtros paso banda con diferencia de fase 90° entre ellos. (a) Filtro con 2 stubs. (b) Filtro con 3 stubs.

C. Divisor/Combinador Wilkinson

Por último, el conmutador de fase contiene un divisor y un combinador de señal para conseguir, a partir del cambio de estado de los dos conmutadores de fase de 180°, los cuatro estados de fase (0°, 90°, 180° y 270°). Con objeto de realizar un único diseño, se escoge un circuito tipo Wilkinson, que será utilizado tanto a la entrada para dividir la señal por las dos ramas del circuito, así como para combinarlas a su salida.

El diseño se lleva a cabo en el mismo sustrato de alúmina citado anteriormente, el cual presenta una capa resistiva de 20 Ω /cuadro que permite la realización en circuito impreso de las resistencias necesarias para el Wilkinson. Debido al gran ancho de banda a cubrir, el Wilkinson es de dos secciones. Una vez optimizada la respuesta a través de

simuladores electromagnéticos, el circuito final fabricado es el que se presenta en la Fig. 7.

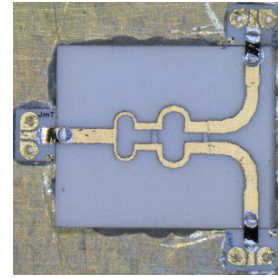


Fig. 7. Fotografía del divisor/combinador tipo Wilkinson fabricado.

III. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Una vez fabricados los diferentes circuitos de manera individual, se ha llevado a cabo la caracterización de los mismos para comprobar su correcto funcionamiento. La caracterización experimental se ha llevado a cabo en una estación de sondas coplanares, con lo que todos los circuitos se han montado con transiciones comerciales de línea coplanar a microstrip, como puede verse en las Fig. 5, Fig. 6 y Fig. 7.

Se han caracterizado los circuitos en la banda de 30 a 50 GHz, y se han comparado con las simulaciones electromagnéticas y con el modelo eléctrico del diodo obtenidas para cada diseño. El primer circuito medido es el conmutador de fase de 180°, cuyos resultados se muestran en la Fig. 8. El circuito presenta un valor medio de la diferencia de fase de 178° en la banda de 35 a 47 GHz.

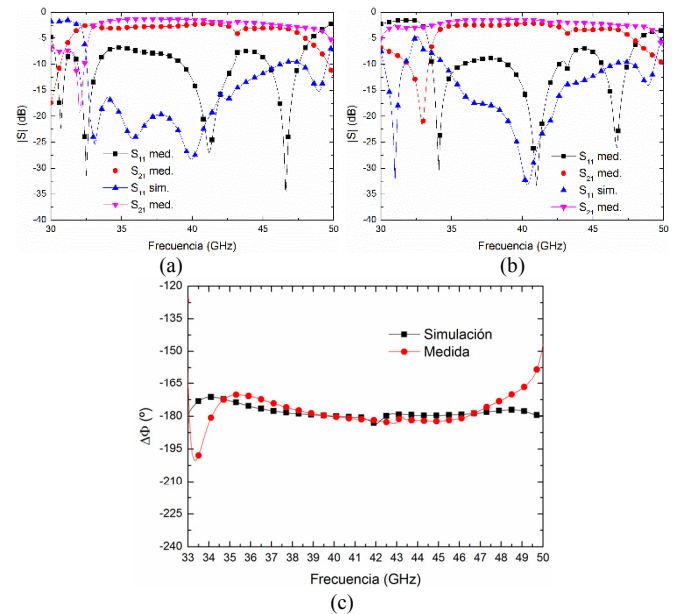


Fig. 8. Comparación entre simulaciones y medidas del conmutador de fase 180°. (a) Pérdidas y adaptación en el estado #1. (b) Pérdidas y adaptación en el estado #2. (c) Diferencia de fase.

A continuación se caracterizan los dos filtros paso banda, que proporcionan un valor medio de diferencia de fase en la banda de 35 a 47 GHz de 87.3°. Sus medidas se presentan en la Fig. 9. Por último, se mide el divisor/combinador de Wilkinson fabricado, cuyas medidas y simulaciones se presentan en la Fig. 10, en términos de las pérdidas de inserción (S_{21} y S_{31}) y aislamiento (S_{32}), mostrando una buena respuesta en la banda de interés.

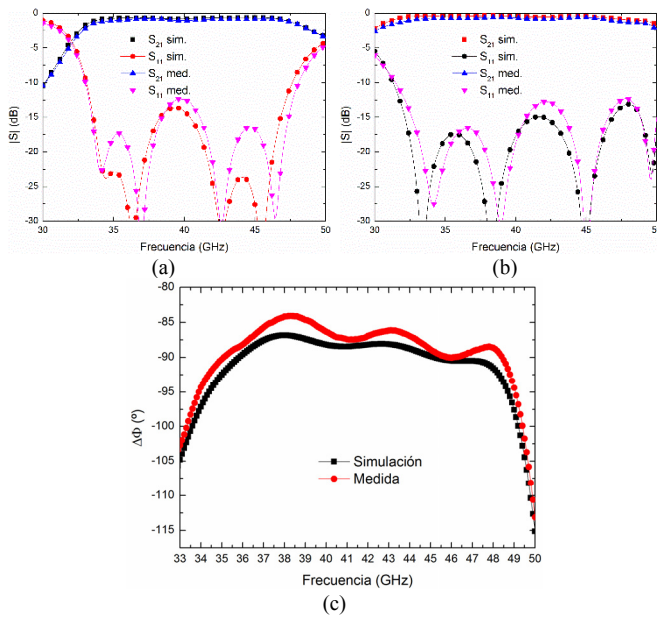


Fig. 9. Comparación entre simulaciones y medidas de los filtros. (a) Filtro con 2 stubs. (b) Filtro con 3 stubs. (c) Diferencias de fase.

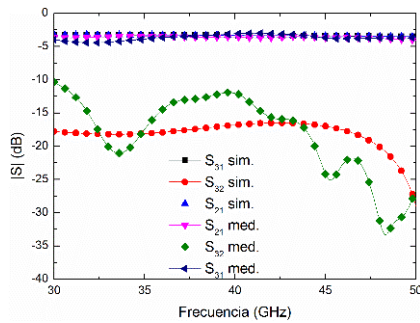


Fig. 10. Comparación entre simulaciones y medidas del divisor/combinador tipo Wilkinson para las pérdidas de inserción y el aislamiento entre salidas.

IV. SIMULACIÓN DEL CONMUTADOR DE FASE COMPLETO

Una vez que se ha comprobado el correcto funcionamiento de todos los subsistemas de manera individual, se realiza la simulación de las unidades en cascada para comprobar que se obtiene la respuesta esperada. Para la simulación se han utilizado los parámetros de Scattering de las diferentes medidas anteriormente presentadas.

Como elemento adicional, se ha realizado el diseño de un elemento de bloqueo de continua que independizará ambas ramas del circuito para poder polarizar los diodos de cada una de ellas en el punto deseado. Este elemento irá colocado en las salidas del divisor y está basado en una estructura de líneas acopladas como la que se muestra en la Fig. 11. En la Fig. 12 se puede observar la respuesta de fase obtenida respecto al estado de referencia variando el estado de los conmutadores de fase de cada rama. En la banda de interés se obtienen unos valores medios de -88.8° , 92.1° y 179.7° para cada uno de los estados.

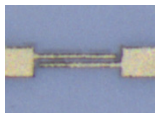


Fig. 11. Elemento de bloqueo de continua diseñado.

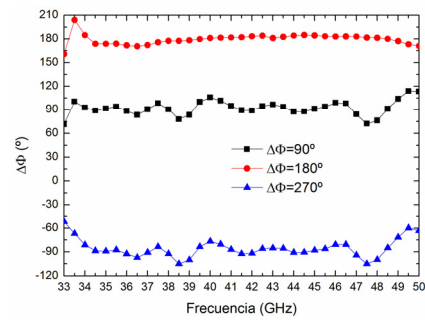


Fig. 12. Diferencias de fase obtenidas para los diferentes estados de los conmutadores de fase de 180° .

La simulación del circuito completo presenta unas pérdidas de inserción medias por estado de aproximadamente de 8 dB en la banda de interés.

V. CONCLUSIONES

En este trabajo se han presentado el diseño y caracterización de tres circuitos para su integración en un conmutador de fase de 4 estados para un receptor de radioastronomía. Se ha diseñado un conmutador de fase de 180° con una respuesta de fase media de 178° en la banda de 35 a 47 GHz. Se han diseñado dos filtros paso banda como desfaseador diferencial con una respuesta en fase media de 87.3° en la banda. También se ha diseñado un divisor/combinador tipo Wilkinson que presenta pérdidas de inserción de 3.5 dB y un aislamiento entre salidas mejor de 13 dB en la banda. Por último, se ha validado su funcionamiento para el conmutador de fase de 4 estados con su conexión en cascada, proporcionando la simulación unas diferencias de fase medias de -88.8° , 92.1° y 179.7° en la banda del receptor con unas pérdidas medias de aproximadamente 8 dB en cada estado.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Economía y Competitividad bajo el programa CONSOLIDER-INGENIO 2010 referencia CSD2010-00064. Los autores agradecen a Ana R. Pérez y Eva Cuerno por la fabricación y el montaje de los circuitos.

REFERENCIAS

- [1] E. Collet, *Field Guide to Polarization*, SPIE Press, Bellingham, 2005.
- [2] J. A. Rubiño-Martín et al., "The QUIJOTE CMB experiment" in *Highlights of Spanish Astrophysics V, Astrophysics and Space Science Proceedings*. New York: Springer, 2010, pt. 3, pp. 127–135.
- [3] www.epi-consolider.es
- [4] E. Villa et al., "The thirty gigahertz instrument receiver for the Q-U-I Joint Tenerife experiment: Concept and experimental results," *Review of Scientific Instruments*, vol. 86, 024702, Feb. 2015.
- [5] R. J. Hoyland, "A new MMIC wideband 180° phase switch design for millimeter wave applications," in *Proceedings 3rd ESA Workshop on Millimetre Wave Technology and Applications*, Espoo, Finland, May 2003, pp. 305-310.
- [6] *HPND-4005 Technical Data Sheet*, Avago Technologies.
- [7] E. Villa, *Wideband Microwave Circuits for Radioastronomy Applications*, Ph. D. dissertation, Universidad de Cantabria.
- [8] "HMPP-3865 MiniPAK PIN Diode High Isolation SPDT Switch Design for 1.9 GHz and 2.45 GHz Applications", Application Note 1330, Avago Technologies, Inc., 2006.