

Conmutadores de fase de 90° en tecnología híbrida microstrip

Enrique Villa, Luisa de la Fuente, Beatriz Aja, Jaime Cagigas, Eduardo Artal

villae@unican.es, fuenterm@unican.es, ajab@unican.es, cagigasij@unican.es, artale@unican.es

Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria.

Edificio Ingeniería de Telecomunicación Profesor José Luis García, Plaza de la Ciencia s/n, 39005 Santander.

Abstract- This work describes the design and characterization of three different 90° phase switches working in the Ka-band. The phase switch is intended to be part of a radio astronomy receiver which works in the 26-36 GHz frequency band. The designs are based on the use of wideband band-pass filters with single-pole double-throw (SPDT) switches in order to select the transmission path. The design of the filters are performed in a 5-mils thick Teflon-based substrate (CLTE-XT) microstrip technology, showing an average phase shift of $89^\circ \pm 4^\circ$ over the 24-37 GHz band with an amplitude imbalance of 0.1dB. The switch function is analyzed using three different SPDTs: a PIN diode based switch, MMIC PIN diode switch and MMIC pHEMT switch.

I. INTRODUCCIÓN

Una aplicación importante para circuitos conmutadores de fase se encuentra en su uso en receptores de radioastronomía, radiómetros, que presentan una alta sensibilidad debido al bajo nivel de señal que van a medir. Algunos de estos receptores se diseñan especialmente para la medida de la radiación del fondo cósmico de microondas (CMB).

En los últimos años se está desarrollando el experimento QUIJOTE [1]-[2], concebido como un proyecto de dos fases que caracterizará la polarización del CMB así como otras emisiones existentes en la galaxia y fuera de ella. En la primera fase se ha diseñado un instrumento multifrecuencia, que cubre desde los 10 hasta los 36 GHz [1], y que actualmente está realizando sus primeras observaciones. En la segunda fase se prevé la realización de un instrumento en la banda de 31 GHz (26-36 GHz) con un número de pixels o receptores superior [2]. La configuración inicial de los receptores se basaba en la rotación de moduladores polares que desembocaba en la medida simultánea de tres parámetros de Stokes (Q, U e I) y minimizaba el ruido 1/f del sistema. Debido a los problemas surgidos con la rotación de los moduladores polares en la primera fase del proyecto a temperaturas criogénicas, se ha modificado el esquema del receptor, sustituyendo los moduladores polares por polarizadores y conmutadores de fase para generar estados de polarización (información más detallada del sistema en [2]). Combinando los conmutadores de fase de 180° y de 90° se generan cuatro estados diferentes por rama del receptor, y permite minimizar tanto el ruido 1/f como errores sistemáticos del receptor. El conmutador de fase de 180° utilizado está basado en un circuito en tecnología planar que combina líneas coplanares (CPW) y slotlines [3], y la conmutación se realiza mediante el uso de diodos PIN de microondas.

El problema del diseño de un conmutador de fase se puede dividir en dos partes: las redes desfadoras, y el propio elemento conmutador. En este trabajo se presentan diferentes opciones de diseño de conmutadores de fase de 90° según sea el tipo de elemento conmutador. Estas distintas soluciones se han fabricado y caracterizado comparando sus prestaciones dentro del ancho de banda de funcionamiento del radiómetro (26 a 36 GHz).

II. DISEÑO CONMUTADORES DE FASE

La topología utilizada para el diseño de los conmutadores de fase de 90° es la que se presenta en la Fig. 1, en la que se combinan dos circuitos en tecnología microstrip como ramas desfadoras de 90° entre sí y un conmutador de una entrada y dos salidas (SDPT).

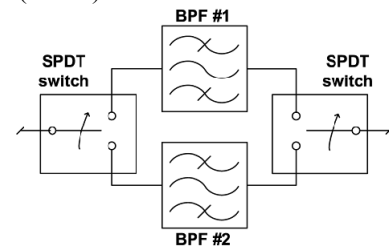


Fig. 1. Esquema de los conmutadores de fase 90°.

En las siguientes secciones se detallan, primero, el diseño de las ramas desfadoras, para posteriormente describir las diferentes opciones consideradas como conmutador.

A. Ramas Desfadoras

Las ramas desfadoras de 90° deben responder a circuitos de banda ancha (banda de 26 a 36 GHz) y que presenten una diferencia de fase plana e igual a 90° y una diferencia de amplitud igual a cero.

Como primera aproximación se podría considerar el diseño del desfador configurado con una rama basada en una línea microstrip y combinarla con otra rama basada en un filtro paso banda (BPF) sintonizado en la banda [4]. Con esta opción pueden aparecer desequilibrios de amplitud entre ramas debido a la diferencia en las pérdidas de transmisión de ambos circuitos. Este desequilibrio obligaría a realizar un ajuste de la amplitud de las ramas del receptor para minimizar el efecto que provocaría en las tensiones detectadas.

Con el objeto de minimizar el desequilibrio en amplitud entre las ramas que desfazan 90° entre sí, se decide diseñar para cada rama un BPF [5]. Este hecho colabora en la definición del ancho de banda efectivo del receptor, junto

con la etapa previa de filtrado, ya que en ambos estados del conmutador de 90° el instrumento se encontraría un circuito con anchos de banda similares, y no como en el caso de la utilización de una línea microstrip y un BPF. Como herramienta de diseño cabe definir una relación entre las fases de ambos BPF, ya que ésta debe ser lo más plana y próxima a 90° posible.

Para obtener la respuesta en fase entre filtros, se realiza el análisis de los mismos como redes en configuración tipo π simétricas. La configuración de ambas redes puede verse en la Fig. 2.

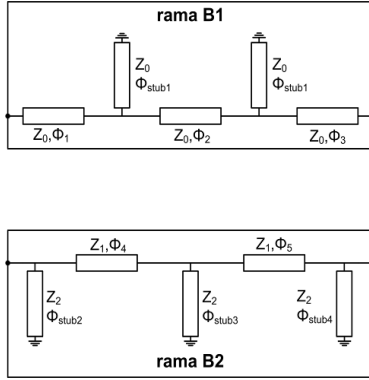


Fig. 2. Redes tipo π para ambas ramas desfasadoras.

La primera de las ramas (B1) está basada en una red en π a la que se añaden líneas microstrip en sus accesos. Esta rama está configurada con líneas de impedancia característica $Z_0 = 50 \Omega$. La segunda de las ramas (B2) se considera como dos redes tipo π en cascada, en la que el 'stub3' es la combinación de dos stubs en paralelos e iguales a 'stub2' y 'stub4'. La longitud eléctrica equivalente de este stub responde a la siguiente expresión

$$\Phi_{stub3} = \cot^{-1}(\cot(\Phi_{stub2}) + \cot(\Phi_{stub4})) \quad (1)$$

Las impedancias de la rama B2 y las longitudes eléctricas de las diferentes líneas de transmisión de ambas ramas son optimizadas para la respuesta en fase y amplitud.

Analizando las matrices de las redes, se puede obtener la relación entre sus fases para obtener una diferencia de fase concreta.

$$\Delta\phi(f_0) = \phi_{B1}(f_0) - \phi_{B2}(f_0) \quad (2)$$

con

$$\phi_{B1}(f_0) = \Phi_1 + \cos^{-1} \left[\frac{\sin(\Phi_{stub1} + \Phi_2)}{\sin(\Phi_{stub1})} \right] + \Phi_3 \quad (3)$$

$$\phi_{B2}(f_0) = \cos^{-1} \left[\frac{Z_1}{Z_2} \cot(\Phi_{stub2}) \sin(\Phi_4) + \cos(\Phi_4) \right] + \cos^{-1} \left[\frac{Z_1}{Z_2} \cot(\Phi_{stub4}) \sin(\Phi_5) + \cos(\Phi_5) \right] \quad (4)$$

Los valores del diseño final de los BPFs para las diferentes líneas de transmisión se presentan en Tabla 1.

Rama B1				Rama B2					
$Z_0=50 \Omega$				$Z_1=48 \Omega$	$Z_2=52 \Omega$				
Φ_1	Φ_2	Φ_3	Φ_{stub1}	Φ_4	Φ_5	Φ_{stub2}	Φ_{stub3}	Φ_{stub4}	
105°	83°	64°	89°	97°	93°	70°	53°	65°	

Tabla 1. Impedancias y longitudes eléctricas para los filtros.

B. Conmutador

Como conmutador entre ramas desfasadoras se han utilizado tres opciones diferentes: SPDT en tecnología microstrip con diodos PIN, SPDT MMIC basado en diodos PIN y SPDT MMIC basado en transistores pseudomórficos HEMT.

Como consideraciones básicas para el diseño y utilización del SPDT, el circuito debe presentar un buen nivel de pérdidas de retorno en sus accesos, así como tener un buen aislamiento tanto entre ramas como entre el acceso de entrada y la salida no seleccionada.

1. SPDT microstrip a diodos PIN

El SPDT en tecnología microstrip se ha diseñado siguiendo el esquema que se presenta en la Fig. 3. Se ha utilizado una configuración serie-paralelo de diodos PIN para, en función de sus tensiones de polarización, seleccionar el camino de transmisión de la señal. Se ha utilizado el diodo PIN HPND-4005 de Avago Technologies [6], que presenta una baja resistencia equivalente en directa, así como una capacidad pequeña en inversa. El objetivo de diseño es alcanzar el máximo aislamiento posible con esta configuración utilizando una cantidad de diodos que no derive en un consumo total demasiado elevado.

El diseño del SPDT finalmente utilizará un diodo serie y otro en paralelo, obteniendo la respuesta que se observa en la Fig. 4. Para aumentar el aislamiento se puede añadir otro diodo en paralelo, a costa de incrementar el consumo total del circuito. El diseño se ha realizado para un consumo de 20 mA/diodo.

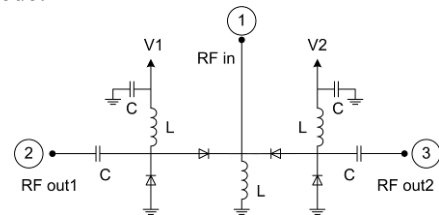


Fig. 3. Esquema eléctrico de un SPDT en configuración serie-paralelo.

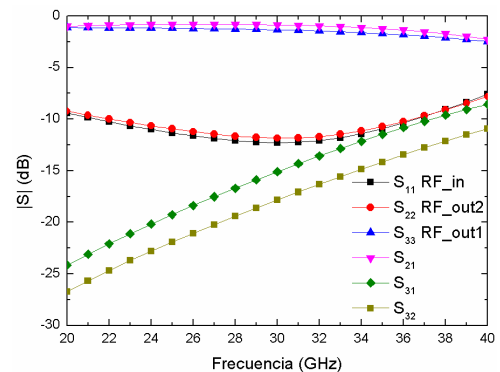


Fig. 4. Simulación del SPDT a diodos PIN (salida acoplada RFout2, salida aislada RFout1).

2. SPDT MMIC basado en diodo PIN

Como alternativa al diseño anterior y con vistas a mejorar el aislamiento entre accesos, se encuentra comercialmente un dispositivo SPDT de Hittite modelo HMC975 [7] (Fig. 5 a)). Es un dispositivo basado en la utilización de diodos PIN en configuración serie-paralelo de funcionamiento en banda ancha y con un aislamiento mejor de 40 dB y pérdidas de retorno mejores que 10 dB. Se le debe aplicar dos tensiones de control $V_1=-10 \text{ V}/10 \text{ mA}$ y $V_2=1.29 \text{ V}/30 \text{ mA}$.

3. SPDT MMIC basado en transistor pHEMT

Otra alternativa comercial a las opciones a diodo PIN, es el dispositivo AMMC-2008 de Avago Technologies [8] (Fig. 5 b)). En este caso el dispositivo utiliza transistores de tipo pHEMT para en respuesta en banda ancha conseguir aislamientos superiores a 20 dB y pérdidas de retorno mejores que 15 dB. Se le aplican dos tensiones de alimentación $V_1=0$ V y $V_2=-3$ V, con consumo despreciable.

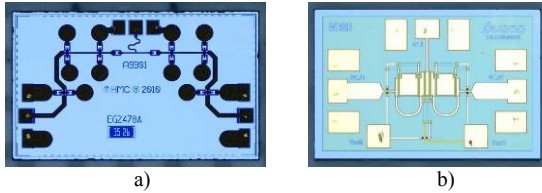


Fig. 5. SPDT comerciales: a) HMC975 (1.76x1.1 mm²); b) AMMC-2008 (0.93x0.63 mm²).

III. CARACTERIZACIÓN

Las ramas desfasadoras han sido fabricadas en un sustrato plástico CLTE-XT, que presenta una $h=0.127$ mm y $\epsilon_r=2.79$. La caracterización de los diferentes circuitos se ha realizado en la estación de sondas coplanares para obtener sus parámetros de Scattering.

A. Ramas desfasadoras

Los BPFs diseñados se han caracterizado para comprobar su respuesta tanto en fase como en amplitud. Sus parámetros de Scattering pueden verse en la Fig. 6, mientras que en la Fig. 7 se muestra la diferencia de fase y amplitud.

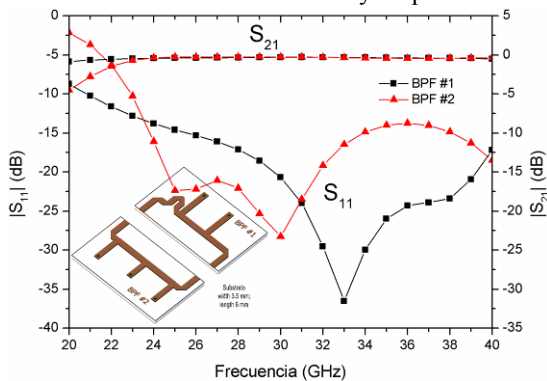


Fig. 6. Pérdidas de retorno y pérdidas de inserción de cada BPF.

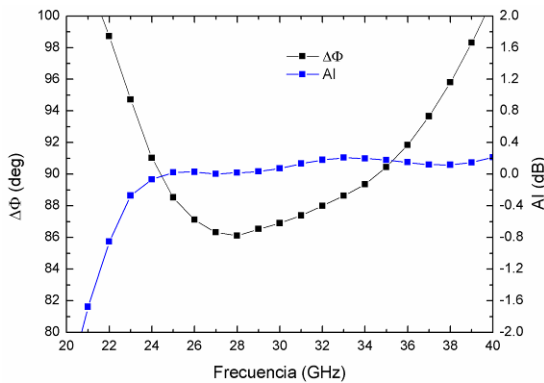


Fig. 7. Respuesta en fase y amplitud de los filtros diseñados.

B. Conmutadores de fase

Se ha realizado el montaje de los tres circuitos propuestos como conmutadores de fase de 90°, con el fin de comparar

sus respuestas, mostrándose en las Fig. 8, Fig. 9 y Fig. 10 cada uno respectivamente.

En el caso de los diseños basados en diodos PIN, la forma de polarizar en continua los dispositivos y el hecho de contar con agujeros metalizados a masa en las ramas desfasadores, requiere realizar el desacoplo de la señal de DC (condensador $C=0.3$ pF) a la salida de los SPDTs. Para el circuito con SPDT MMIC AMMC-2008, la polarización de los transistores se realiza a través unos 'pads' específicos dentro del chip, por lo que no es necesario realizar un desacoplo externo, facilitando el montaje del circuito.

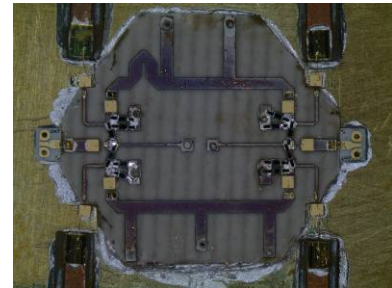


Fig. 8. Conmutador de fase 90° con SPDT a diodo HPND-4005.

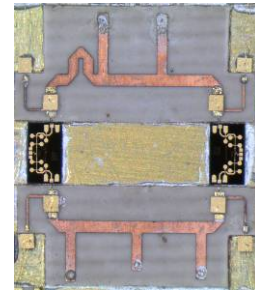


Fig. 9. Conmutador de fase 90° con SPDT MMIC HMC975.

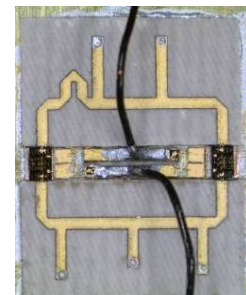


Fig. 10. Conmutador de fase 90° con SPDT MMIC AMMC-2008.

En las Fig. 11, Fig. 12 y Fig. 13 se presentan las pérdidas de transmisión y adaptación para ambos estados en cada uno de los montajes, mientras que en las Fig. 14 y Fig. 15 se representan la diferencia de fase y el desequilibrio de amplitud respectivamente.

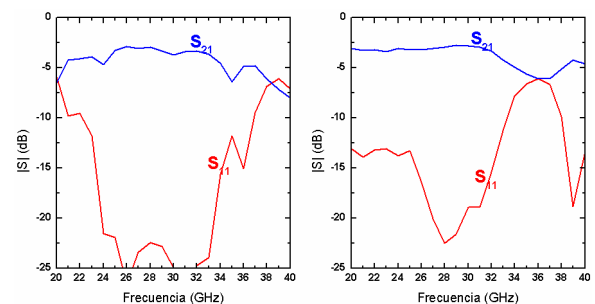


Fig. 11. Parámetros de Scattering en ambos estados con diodos HPND-4005.

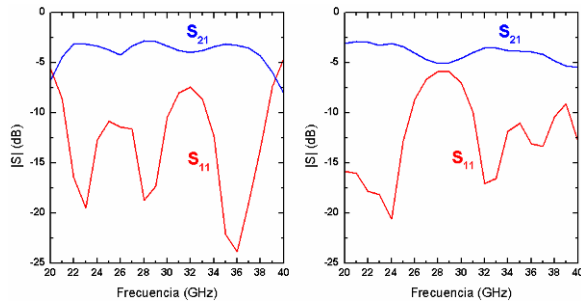


Fig. 12. Parámetros de Scattering en ambos estados con HMC975.

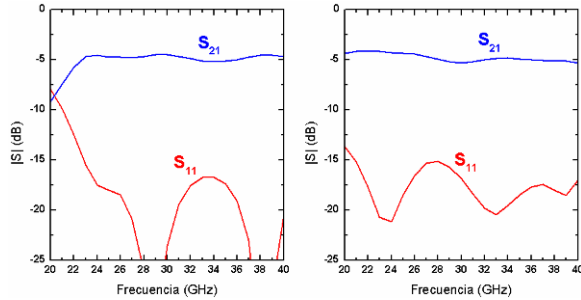


Fig. 13. Parámetros de Scattering en ambos estados con AMMC-2008.

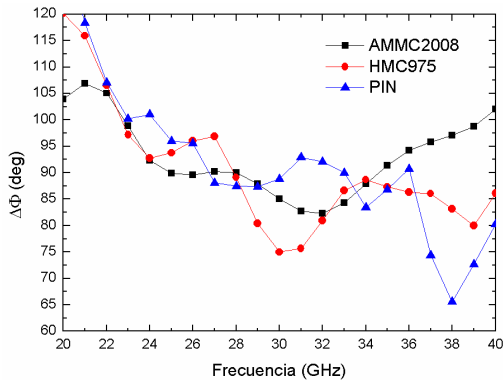


Fig. 14. Diferencia de fase ($\Delta\Phi$) para los diferentes montajes.

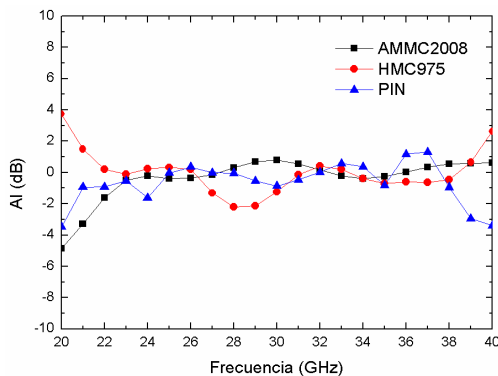


Fig. 15. Desequilibrio de amplitud (AI) para los diferentes montajes.

En la Tabla 2 se muestra un resumen de los resultados obtenidos con los distintos diseños así como de los filtros, mostrando los valores medios, de 26 a 36 GHz, para la respuesta en fase, pérdidas de inserción y de retorno, desequilibrio de amplitud y consumos totales para cada estado de cada circuito. Cabe destacar que el empeoramiento entre el resultado mostrado por los BPFs entre sí y los montajes con SPDT es debido a las desadaptaciones que aparecen entre los dispositivos, que hace que aparezca un mayor rizado en las respuestas. En el caso concreto de los conmutadores de fase con SPDT MMIC, el efecto del hilo de bonding de interconexión es significativo. Analizando las

prestaciones de los diferentes diseños, la opción más recomendable es la basado en SPDT MMIC modelo AMMC-2008, ya que además de presentar mejores prestaciones en microondas, tiene la ventaja de presentar un consumo DC despreciable.

Diseño	Fase ($^{\circ}$)	Pérdidas inserción (dB)	Deseq. amplitud (dB)	Pérdidas retorno (dB)	Consumo total/estado (mA)
BPF #1/BPF #2	$89.4^{\circ}\pm 4^{\circ}$	0.35	0.1	14	-
HPND-4005	$89.1^{\circ}\pm 7^{\circ}$	3.8	1.2	7	80
HMC975	$85.3^{\circ}\pm 10^{\circ}$	3.9	2	6	80
AMMC-2008	$88^{\circ}\pm 6^{\circ}$	4.7	0.5	15	0.04

Tabla 2. Comparación entre diseños en la banda 26-36 GHz.

IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se han presentado el diseño y caracterización de tres circuitos conmutadores de fase de 90° . Se han diseñado dos ramas banda ancha desfasadoras 90° entre sí en tecnología microstrip, basadas en filtros paso banda. Éstas presentan una respuesta en fase de $89.4^{\circ}\pm 4^{\circ}$ en un ancho de banda de 24 a 37 GHz, con un desequilibrio de amplitud de 0.1 dB. De los tres diseños de desfasador, el basado en el MMIC AMMC-2008 es el que presenta mejores resultados, con una respuesta en fase de $88^{\circ}\pm 6^{\circ}$ en la banda 24-37 GHz con un desequilibrio de de amplitud de 0.5 dB, con un consumo DC despreciable.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Ciencia e Innovación bajo el proyecto AYA2010-21766-C03-03 y el programa CONSOLIDER-INGENIO 2010 referencia CSD2010-00064. El montaje del circuito ha sido realizado por Ana R. Pérez y Eva Cuerno.

REFERENCIAS

- [1] J. L. Cano et al., "The Ka-Band Receiver for the QUIJOTE Experiment," in *Proc. 6th European Microwave Integrated Circuits*, Manchester, UK, Oct. 2011, pp. 620-623.
- [2] J. L. Cano, E. Villa, J. Cagigas, B. Aja, J. V. Terán, A. R. Pérez, L. de la Fuente, E. Artal, A. Mediavilla, R. Hoyland, "Multi-Pixel Ka-Band Radiometer for the QUIJOTE Experiment (Phase II)," in *Proc. 42nd European Microwave Conference*, Amsterdam, The Netherlands, Oct. 2012, pp. 37-40.
- [3] E. Villa, B. Aja, L. de la Fuente, E. Artal, "Wideband Uniplanar 180° Phase Switch," *Electronics Letters*, Vol. 45, no 11, pp. 556-557, May 2009.
- [4] S. Y. Eom, H. K. Park, "New switched-network phase shifter with broadband characteristics," *Microwave Optical Technol. Lett.*, Vol. 38, no 4, pp. 255-257, Aug. 2003.
- [5] E. Villa, L. de la Fuente, J. Cagigas, B. Aja, E. Artal, "Broadband Ka-Band 90° Phase Switch for Radio Astronomy," *Electronics Letters*, Vol. 49, no 5, pp. 349-351, Feb. 2013.
- [6] *HPND-4005 Technical Data Sheet*, Avago Technologies.
- [7] *HMC975 Technical Data Sheet*, Hittite Microwave Corporation.
- [8] *AMMC-2008 Technical Data Sheet*, Avago Technologies.