

Low-Loss Polarization-Agile U-Band Switch

Javier Gomez-Mendez, Jose I. Martinez-Lopez, Jorge Rodriguez-Cuevas, Andrea G. Martinez-Lopez, and Alexander E. Martynyuk

Abstract—A low-loss U-band polarization-agile single pole single throw (SPST) circular waveguide switch with filtering capability is presented. This switch contains a diaphragm based on a ring slot with p-i-n diode switchable radial stubs situated at the cross-section of a circular waveguide. Commutation of the p-i-n diodes permits the control of the transmission characteristics for the incident linearly polarized wave with different orientations of its polarization vector. Due to the application of an original hybrid technology for the diaphragm fabrication, an insertion loss of 0.45 dB and an isolation of 20.6 dB are obtained near the central frequency of 50.0 GHz. The developed SPST switch is suitable for the usage in the antenna block of modern millimeter-wave receivers with polarization reuse due to the ultra-low insertion loss.

Index Terms—Switches, Microwave commutation, P-i-n diodes, Circular waveguide, Millimeter Wave Devices.

I. INTRODUCCIÓN

COMUNICACIONES inalámbricas en ondas milimétricas ofrecen varias ventajas, por un lado permiten contar con sistemas de antenas compactos y por el otro el tener grandes anchos de banda, lo que puede garantizar altas velocidades de transferencia de datos [1-3]. Los conmutadores en ondas milimétricas son componentes esenciales en la parte frontal de radios con altas tasas de bits [1], especialmente cuando combinan bajas pérdidas de inserción y capacidad de filtrado en frecuencia [4,5]. Los conmutadores resonantes de bajas pérdidas pueden ser utilizados en una variedad de aplicaciones emergentes como redes inalámbricas de área personal (WPAN) operando en el espectro sin licencia de la banda V en el intervalo entre 57 y 66 GHz [6], sistemas de comunicaciones satelitales en banda V con enlaces de frecuencia ascendentes de 48-56 GHz y enlaces descendentes de 40-46 GHz [7], y radares automotrices que pueden asegurar una navegación autónoma [8].

Hoy en día se ha observado un esfuerzo importante para diseñar conmutadores de bajas pérdidas en las bandas U y V, siendo fabricados principalmente utilizando tecnología CMOS [9-16] y HEMT [4,17]. Sin embargo, los conmutadores monolíticamente integrados en la banda U muestran pérdidas de inserción significativas, cercanas a 1 dB en el mejor de los casos, debido a la disipación en el sustrato semiconductor, así como en las delgadas cintas metálicas. En conmutadores activos [18], este problema puede ser resuelto a expensas

de tener una figura de ruido alta, típica para circuitos con disipación alta. Además, la diversidad de polarización, a menudo requerida en sistemas de comunicaciones de ondas milimétricas [19], puede ser difícil de lograr en conmutadores monolíticamente integrados.

Sin embargo, la realidad actual se caracteriza por la saturación del espectro electromagnético, la diversidad de polarizaciones es altamente requerida en los sistemas de telecomunicaciones porque permite implementar el reúso de frecuencias por medio de la transmisión/recepción en dos polarizaciones ortogonales. Este tipo de reúso de frecuencias se utiliza ampliamente en los sistemas satelitales [20].

Actualmente podemos observar un intenso despliegue de los sistemas 5G operando en la banda de ondas milimétricas. La puesta en marcha de las redes móviles en la banda milimétrica representa un reto complicado debido a un drástico incremento de la influencia de los elementos parásitos en los dispositivos electrónicos, una dispersión elevada en la lluvia y, sobre todo, por las características dinámicas del canal de comunicación [21]. Por lo tanto, es necesario desarrollar sistemas altamente adaptivos a los cambios rápidos en el espacio circundante.

Como respuesta a esa necesidad en [22] se presenta un sistema de comunicación operando en la banda de ondas milimétricas con polarización que se adapta en tiempo real a las características del canal de comunicación dinámico. Se comprobó experimentalmente la elevada confiabilidad del sistema para diferentes escenarios de propagación. El dispositivo que asegura la conmutación entre dos polarizaciones ortogonales (o conmutador con diversidad de polarización) es un elemento indispensable para ese tipo de sistemas.

Por otro lado, el uso de la tecnología MEMS en conmutadores para la banda U asegura una reducción en las pérdidas de inserción hasta de 0.7 dB [23], a expensas de fiabilidad y tiempo de conmutación. También se demostró en [24,25] que la instalación de una superficie reconfigurable con base en conmutadores MEMS en la sección transversal de una guía de onda rectangular WR-12 lleva a la supresión de pérdidas de inserción por 0.4 dB en el conmutador de banda V.

Anteriormente se demostró en [26] que la tecnología híbrida basada en sustratos dieléctricos metalizados de bajas pérdidas (RT/Duroid 5880 de Rogers Corporation), especialmente diseñados para frecuencias de microondas, fue una buena opción para lograr un conmutador de guía de onda de bajas pérdidas operando en la banda X con diversidad de polarización. En el laminado del R/T Duroid 5880 se utiliza como dieléctrico el PTFE (teflón) reforzado con microfibras, resultando en una permitividad dieléctrica de 2.2 y en una tangente de pérdidas baja de 0.0009 en 10 GHz.

Sin embargo, es importante investigar si esta aproximación es factible en banda U, cuyas frecuencias resultan ser cinco

Este trabajo fue apoyado por los proyectos DGAPA-PAPIIT IN118719, IN118620, IN119420 e IN116517 y por el proyecto CONACyT 166106

J. Gomez-Mendez, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, y A. E. Martynyuk, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), Cd Universitaria, Coyoacan, Mexico D.F., C.P. 04510, Mexico (e-mail: alxmart@yahoo.com).

A. G. Martinez-Lopez, Centro de Investigacion en Micro- y Nano- Tecnología (MICRONA), Universidad Veracruzana, Calzada Ruiz Cortines No. 455, Costa Verde, C.P. 94294, Boca del Rio, Veracruz, Mexico.

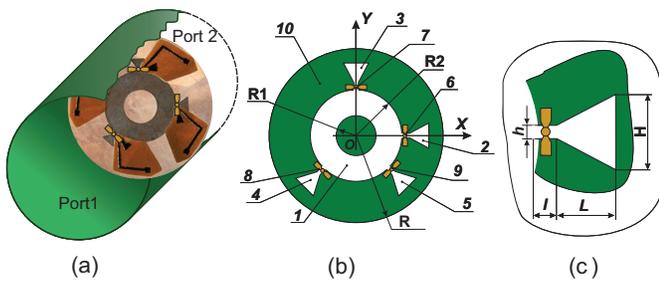


Fig. 1. Conmutador en banda U de versátil polarización (a) diseño del conmutador en banda U (b) geometría del diafragma (c) geometría del stub radial.

veces más altas, por lo que la influencia de las reactancias del diodo p-i-n, así como las pérdidas resistivas en los metales y las pérdidas dieléctricas, son mucho más significativas que en banda X.

II. PRINCIPIO DE OPERACIÓN

El conmutador de guía de onda investigado basado en diodos p-i-n, con diversidad de polarización operando a una frecuencia central de 50 GHz, fue fabricado utilizando una tecnología híbrida original. El elemento principal del conmutador es un diafragma (Fig. 1a), el cual es instalado en la sección transversal de una guía de onda circular. Este diafragma contiene un resonador tipo anillo ranurado con cuatro stubs radiales conmutados con diodos p-i-n como se muestra en la Fig. 1b.

La conmutación adecuada de los diodos nos da la posibilidad de tener tres condiciones de operación del conmutador:

- 1) Bajas pérdidas de inserción para todas las posibles polarizaciones del modo incidente TE_{11} .
- 2) Alto aislamiento para todas las posibles polarizaciones del modo incidente TE_{11} .
- 3) Bajas pérdidas de inserción para la onda de polarización lineal TE_{11} , donde su vector de polarización es paralelo al correspondiente stub radial. En este modo de operación, la onda con polarización ortogonal es prácticamente reflejada por el conmutador.

La geometría del diafragma se muestra en Fig. 1b. El diafragma está formado por un resonador tipo anillo ranurado 1 con radio interno $R1$ y radio externo $R2$. Posee cuatro stubs radiales 2, 3, 4, 5, cuya geometría se muestra en la Fig. 1c, y están conectados en serie al anillo ranurado en las posiciones angulares de 0° , 90° , 225° y 315° con respecto al eje X , respectivamente. Además, posee cuatro diodos 6, 7, 8, 9, los cuales están instalados en paralelo a cada stub como se indica en la Fig. 1b.

En el primer modo de operación correspondiente al estado encendido del conmutador, los cuatro diodos p-i-n son polarizados en directa. En este caso, los diodos cortocircuitan a los stubs radiales y el diafragma se convierte en un resonador tipo anillo ranurado con una frecuencia de resonancia f_p .

El efecto resonante ocurre debido a la excitación del anillo ranurado por la onda incidente TE_{11} . Como resultado en el anillo empieza a propagarse una onda electromagnética cuasi-TEM ($QTEM$) típica de la línea ranurada. Para el

caso cuando el perímetro medio del anillo es igual a la longitud de onda $QTEM$ λ_g en línea ranurada, la onda $QTEM$ al recorrer el anillo completo regresa con la misma fase. Entonces, empieza el crecimiento resonante del campo electromagnético en el anillo. En consecuencia, el anillo resonante en la frecuencia f_p actúa como una antena ranurada fuertemente excitada que radia de manera eficiente asegurando la transmisión de la onda electromagnética TE_{11} con bajas pérdidas.

En términos de los circuitos equivalentes, el diafragma con cuatro diodos cerrados puede considerarse como un circuito LC paralelo con frecuencia de resonancia f_p conectado a su vez en paralelo a la guía de onda circular. El circuito LC está formado por la conexión en paralelo del inductor del anillo metálico exterior 10 y del capacitor que se forma entre los bordes metálicos de la ranura. En la frecuencia f_p la impedancia de entrada del circuito resonante se incrementa drásticamente y por eso en dicha frecuencia el diafragma no obstruye la propagación de la onda TE_{11} en la guía de onda circular asegurando así la transparencia del diafragma para la onda TE_{11} .

Entonces, cuando el perímetro medio del anillo ranurado es aproximadamente igual a la longitud de onda λ_g , el diafragma se vuelve transparente para todas las polarizaciones posibles del modo incidente TE_{11} , por lo que se obtienen bajas pérdidas para todas las posibles polarizaciones de la onda incidente.

La dispersión de la onda TE_{11} en el diafragma cambia cuando el diodo 6 se polariza en inversa y los diodos 7, 8 y 9 están polarizados en directa. En este caso para la onda TE_{11} de polarización horizontal el diafragma sigue siendo equivalente al resonador tipo anillo ranurado porque la onda de esa polarización no puede excitar una corriente atravesando el diodo 6 en la dirección vertical y las condiciones de frontera no permiten el desarrollo de un fuerte campo eléctrico en el stub 2. Entonces, el diodo 6 y el stub 2 quedan deshabilitados y el diafragma es transparente para la onda TE_{11} de polarización horizontal en la frecuencia f_p .

La onda incidente TE_{11} de polarización vertical excita la corriente de sentido vertical en el diodo 6 polarizado en inversa así como el campo eléctrico en el stub 2. La capacitancia del diodo 6 en conjunto con el stub 2 forman un obstáculo en la línea ranurada. Entonces, se obstruye la propagación de la onda $QTEM$ en el anillo ranurado evitando la resonancia paralela. Por lo tanto, en este caso la transmisión de bajas pérdidas no es posible para la onda TE_{11} de polarización vertical. Se puede suprimir aún más la transmisión aprovechando las propiedades resonantes del circuito resonante serie formado por la inductancia del anillo metálico exterior 10 y la capacitancia de diodo 6 polarizado en inversa. En la frecuencia de resonancia serie f_s , el circuito resonante serie tiene impedancia de entrada muy baja lo que significa que el diafragma prácticamente cortocircuita la guía de onda circular causando una reflexión casi total para onda incidente de polarización vertical y, como consecuencia, alto aislamiento.

Entonces, para el segundo modo de operación correspondiente al estado apagado del conmutador, los diodos 6 y 7 se

polarizan en inversa y los diodos 8 y 9 en directa.

Como resultado de esta situación, se forman unos circuitos resonantes series para las ondas incidentes con polarización vertical y horizontal. En la frecuencia de resonancia serie f_s , estas componentes son reflejadas principalmente por el diafragma y un alto aislamiento es asegurado en el conmutador, por lo que es factible obtener un alto aislamiento para todas las posibles polarizaciones del modo incidente TE_{11} . Nótese que la misma operación puede ser obtenida por conmutar a un estado apagado los diodos 8 y 9 y los diodos 6 y 7 a un estado encendido.

Similarmente, cuando uno de los diodos está polarizado en inversa y los otros tres diodos están polarizados en directa, la onda polarizada linealmente con vector de polarización paralelo al eje del stub que contiene al diodo polarizado en inversa es transmitida a través del diafragma con bajas pérdidas de inserción, mientras que la onda incidente con polarización ortogonal es principalmente reflejada.

Entonces, para diferentes combinaciones de los estados (cerrados (c) y abiertos (a)) de los diodos 6, 7, 8 y 9 corresponde un alto aislamiento (AA) o bajas pérdidas (BP) para ciertas polarizaciones de la onda incidente. En la Tabla I se describe el funcionamiento del conmutador para diferentes combinaciones de los estados de los diodos.

TABLA I
FUNCIONAMIENTO DEL CONMUTADOR EN FUNCIÓN DE LOS ESTADOS DE DIODOS

Estado de los diodos (Fig.1b)				Funcionamiento del conmutador
6	7	8	9	
c	c	c	c	BP para todas las polarizaciones
a	a	c	c	AA para todas las polarizaciones
c	c	a	a	AA para todas las polarizaciones
a	c	c	c	AA para la polarización y BP para la polarización x
c	a	c	c	AA para la polarización x BP para la polarización y
c	c	a	c	AA para la polarización paralela al stub 5 BP para la polarización paralela al stub 4
c	c	c	a	AA para la polarización paralela al stub 4 BP para la polarización paralela al stub 5

TABLA II
GEOMETRÍAS OPTIMIZADAS DE DIAFRAGMAS Y PARÁMETROS CALCULADOS DEL CONMUTADOR

No	Geometría			Bajas pérdidas			Alto Aislamiento	
	R1 mm	R2 mm	L mm	L_{min} dB	Δf_L GHz	Δf_{RL} GHz	I_{max} dB	Δf_I GHz
1	0.74	1.05	0.38	0.45	1.28	0.94	35.7	4.92
2	0.69	1.19	0.33	0.26	4.56	1.67	30.0	2.59
3	0.64	1.30	0.30	0.14	7.12	2.35	27.0	1.59
4	0.45	1.56	0.29	0.06	17.1	5.40	21.8	0.68

III. OPTIMIZACIÓN DEL DIAFRAGMA

La geometría del diafragma fue optimizada para que las frecuencias de resonancia f_s y f_p sean iguales a 50 GHz. Como

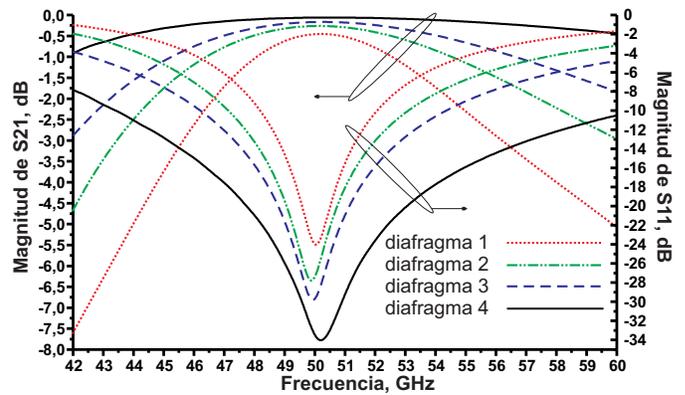


Fig. 2. Características calculadas del conmutador para el caso de bajas pérdidas de transmisión para los cuatro diafragmas optimizados. Se considera que la onda incidente con polarización paralela al eje Y tiene su respectivo vector de polarización paralelo al stub 3 cuyo diodo p-i-n 7 está polarizado en inversa, y que los diodos 6, 8, 9 están polarizados en directa.

f_p depende del radio medio del anillo ranurado $(R1 + R2)/2$ y f_s es principalmente determinada por la longitud L del stub, el ancho del anillo $s = (R2 - R1)$ puede ser utilizado para establecer un compromiso adecuado entre el aislamiento máximo y las pérdidas de inserción mínimas, así como para asegurar ciertas características de filtrado. Para demostrar la influencia del ancho del anillo s sobre los parámetros del conmutador, se optimizaron cuatro geometrías con diferentes anchos de ranura. Se consideró al diodo 7 (Fig. 1b) en polarización inversa, mientras que los diodos (6, 8, 9) se consideraron en polarización directa. Estas condiciones aseguran la transmisión de la onda incidente TE_{11} cuyo vector de polarización es paralelo al eje Y y la reflexión de la onda incidente TE_{11} cuyo vector de polarización es paralelo al eje X. Para obtener la dispersión de la onda incidente en el diafragma, se utilizó un simulador de onda completa, basado en la solución de un sistema de ecuaciones integrales en el dominio de la frecuencia.

Para asegurar la correcta instalación de los diodos p-i-n, se tomaron en cuenta las dimensiones de diodo, por lo que la altura h y el largo l de la parte rectangular del stub se establecieron a un valor de 0.1 y 0.15 mm, respectivamente. La altura H de la parte triangular de los stubs y el radio R de la guía de onda circular se fijaron a 0.29 y 2.39 mm, respectivamente. Para la simulación del diafragma se utilizó un sustrato con permitividad relativa de 2.2, espesor de 0.127 mm y una tangente de pérdidas de 0.0009. Para modelar al diodo en condiciones de polarización inversa, se utilizó el circuito paralelo de un capacitor con valor de 17 fF y un resistor de valor de 25 KOhm, mientras que, para modelar al diodo en condiciones de polarización directa, se utilizó un resistor de valor de 4 Ohm. Los parámetros anteriormente mencionados son típicos del diodo p-i-n HPND-4005.

Las geometrías de los cuatro diafragmas optimizados y los correspondientes parámetros del conmutador en guía de onda se muestran en Tabla II. Las características de transmisión y reflexión simuladas del conmutador en guía de onda para una onda incidente TE_{11} , cuyo vector de polarización es paralelo al eje Y, son presentadas en la Fig. 2 y las características de

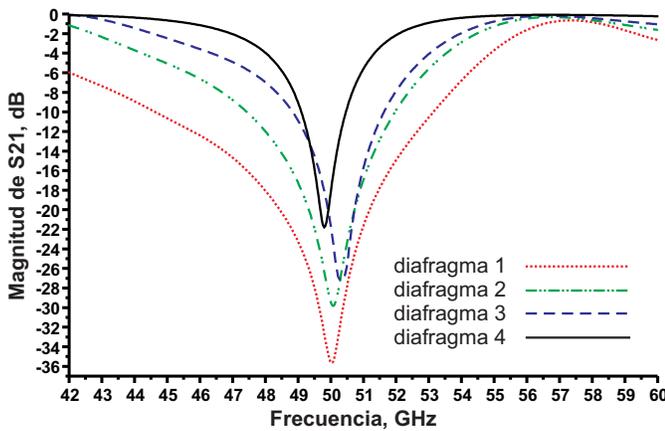


Fig. 3. Magnitudes calculadas del coeficiente de transmisión S_{21} del conmutador en el caso de alto aislamiento para los cuatro diafragmas optimizados. Se considera que la onda incidente paralela al eje X contiene un vector de polarización ortogonal al stub 3 cuyo diodo 7 está polarizado en inversa y que los diodos 6, 8, 9 están polarizados en directa.

transmisión simuladas del conmutador en guía de onda para una onda TE_{11} , cuyo vector de polarización es paralelo al eje X , se muestran en Fig. 3.

De acuerdo con los resultados simulados, para una onda incidente TE_{11} cuyo plano de polarización es paralelo al eje Y , el conmutador demostró bajos niveles de pérdidas de inserción L_{min} en 50 GHz para los cuatro diafragmas optimizados. El incremento del ancho del anillo s de 0.31 a 1.11 mm, provoca que L_{min} decrezca de 0.45 a 0.06 dB. Al mismo tiempo, la banda de frecuencia Δf_L (con pérdidas de inserción menores a 0.5 dB), se incrementa de 1.28 a 17.1 GHz, de manera similar la banda de frecuencia Δf_{RL} (con pérdidas de retorno mejores que 20 dB) se incrementa de 0.94 a 5.40 GHz.

Para una onda TE_{11} cuyo plano de polarización es paralelo al eje X , la misma variación en el ancho de la ranura del anillo s provoca una degradación del aislamiento I_{max} en 50 GHz pasando de 35.7 a 21.8 dB, mientras que la banda de frecuencia Δf_L , donde el aislamiento es mejor que 15 dB, decrece de 4.92 a 0.68 GHz. Por consiguiente, la modificación del ancho de la ranura s permite establecer un adecuado compromiso entre el aislamiento del conmutador asegurado para la onda incidente cuyo plano de polarización es paralelo al eje X y las pérdidas de inserción para la onda incidente cuyo plano de polarización es paralelo al eje Y . Asimismo, el ajuste del ancho de la ranura del anillo s puede emplearse como método para lograr características requeridas paso banda del conmutador.

Es importante mencionar que tanto las bajas pérdidas de inserción para la onda incidente cuyo plano de polarización es paralelo al eje X , como el alto aislamiento para la onda incidente cuyo plano de polarización es paralelo al eje Y , se obtienen cuando el diodo 6 está polarizado en inversa y los diodos 7, 8, 9 están polarizados en directa.

IV. FABRICACIÓN DEL DIAFRAGMA DE CONTROL

El diafragma 3, cuyos parámetros se muestran en la Tabla II, fue fabricado utilizando una tecnología híbrida especial

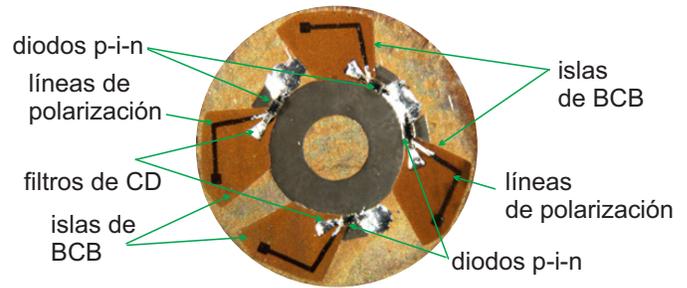


Fig. 4. Diafragma fabricado.

[27] para reducir las pérdidas de inserción en los circuitos de polarización de los diodos. El diafragma fabricado se muestra en la Fig. 4.

Se utilizó como sustrato dieléctrico el material Rogers 5880 que contiene metalización de cobre por ambos lados. Primeramente, una de las capas de cobre fue eliminada. Posteriormente, se deposita y se graba sobre la capa de cobre superior una película fotosensible de Benzociclobuteno (BCB) para formar cuatro islas de $5.6 \mu\text{m}$ de espesor. En el siguiente paso se graba y se forma un sistema de anillo ranurado juntos con sus stubs radiales utilizando la técnica de ataque húmedo. Posteriormente se deposita y se graba una película de cobre de $1 \mu\text{m}$ de espesor para formar las líneas de polarización tipo microcinta de baja impedancia característica, así como los filtros de corriente directa (CD). Para el depósito de dicha película se utilizó un sistema de depósito por espurreo catódico. Finalmente se instalaron cuatro diodos HPND 4005 utilizando el método de reflujo de soldadura.

Los filtros de CD basados en stubs del tipo triangular se utilizaron para proveer una impedancia muy cercana a cero entre los ánodos de los diodos p-i-n conectados a las bases de los filtros y la capa de cobre existente por debajo de dichos filtros. De esta manera se asegura que los circuitos de polarización de los diodos sean de bajas pérdidas.

V. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para realizar las mediciones se implementó el arreglo experimental mostrado en la Fig. 5 conectado al analizador de redes vectorial (ARV) E8361A de Agilent de dos puertos. En la entrada y en la salida de arreglo se encuentran dos convertidores modales para cambiar la onda TEM en el cable coaxial a la onda TE_{11} de polarización vertical en la guía de onda circular (GOC). La onda TEM en el cable coaxial conectado al AVR se convierte a la onda TE_{10} en la guía de onda rectangular estándar WR-19 por medio de un adaptador de conector coaxial V (hembra) a WR-19 (VGOR). Después un adaptador de guía de onda rectangular WR19 a la guía de onda circular de diámetro 4.78 mm (GORC) convierte la onda TE_{10} en WR-19 en el modo TE_{11} de polarización vertical en la guía de onda circular.

El diafragma con diodos se pega con un epóxico con plata a una rondana (RD) de latón integrada con los circuitos de polarización externos. Posteriormente la RD se incrusta entre dos secciones de la guía de onda circular (SGOC) de longitud de 30 mm cada una para formar una sección giratoria (SG). La

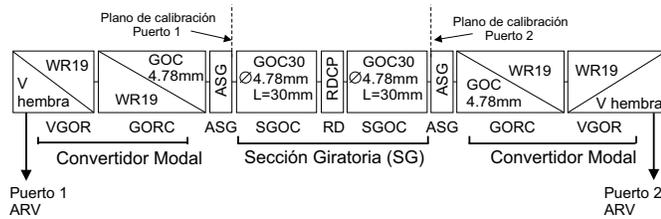


Fig. 5. Diagrama del arreglo experimental.

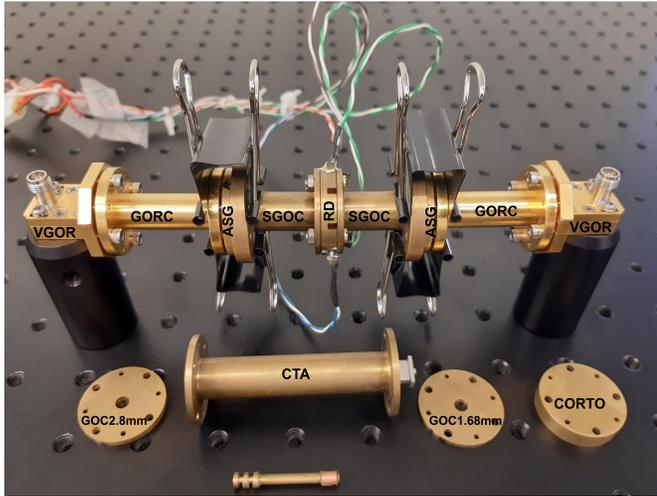


Fig. 6. Fotografía de arreglo experimental y kit de calibración.

sección giratoria se conecta a los convertidores modales por medio de adaptadores de sección giratoria (ASG). Al girar la SG se puede realizar las mediciones para las polarizaciones de la onda incidente que coinciden con los ejes de cada uno de los cuatro stubs. Se desarrolló un kit de calibración especial para guía de onda circular que contiene un cortocircuito, una sección de GOC de longitud 1.68 mm, una sección de GOC de longitud 2.8 mm y una carga terminal adaptada (CTA). Los planos de referencia después de la calibración coinciden con las superficies internas de los ASG. El arreglo experimental y el kit de calibración desarrollados se muestran en la Fig.6.

En la caracterización del conmutador, para polarizar a los diodos en forma directa se aplicó una corriente de CD de 23 mA y para el caso de la polarización en inversa se les aplicó una diferencia de potencial de -27 V.

Las mediciones se realizaron tomando en cuenta ondas incidentes polarizadas linealmente cuyos respectivos planos de polarización son paralelos a los stubs 2, 3, 4 y 5. La polarización de los diodos fue tal que mientras un diodo está polarizado en inversa los tres restantes están polarizados en directa.

La transmisión de bajas pérdidas ocurre cuando el vector de polarización de la onda incidente es paralelo a la posición angular del stub cuyo diodo está polarizado en inversa. Para este caso las magnitudes medidas del coeficiente de transmisión S_{21} y el coeficiente de reflexión S_{11} son mostradas en la Fig. 7. En 50 GHz las pérdidas de inserción L_{min} fueron menores a 0.45 dB para las cuatro polarizaciones de la onda incidente. Los picos pronunciados en Fig. 7 son típicos de

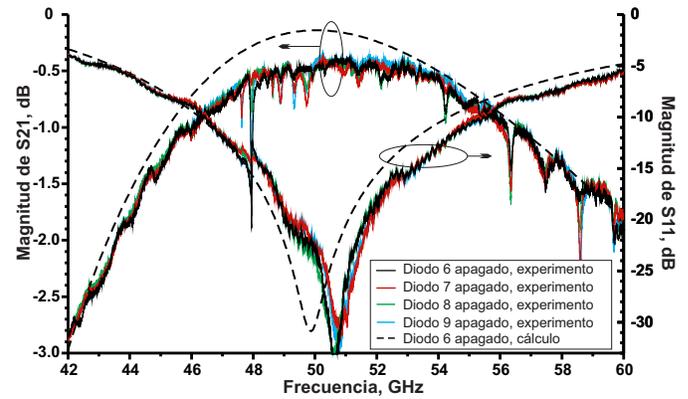
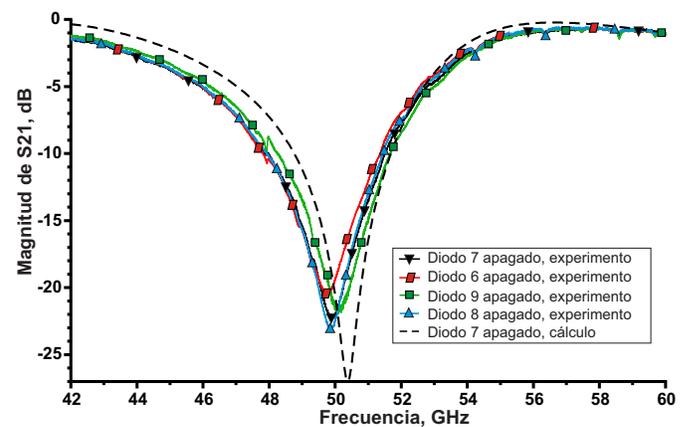


Fig. 7. Características calculadas y medidas del conmutador para el caso de transmisión de bajas pérdidas. La polarización de la onda incidente es paralela al stub que contiene al diodo p-i-n en polarización inversa.

Fig. 8. Magnitudes calculadas y medidas del coeficiente de transmisión S_{21} del conmutador para el caso de alto aislamiento. La polarización de la onda incidente es ortogonal al stub con el diodo en polarización inversa.

aquella configuración que contiene adaptadores de guía de onda circular a rectangular sin filtros de polarización. Estas irregularidades son provocadas por la existencia de modos resonantes atrapados a causa de ligeras desalineaciones entre los adaptadores y las secciones de guía de onda que forman el canal de guía de onda circular. Se observan en la banda de frecuencia de 48.0 a 56.0 GHz pérdidas de inserción menores a 1 dB.

Se observa que los valores calculado y medido de L_{min} difieren, pues el primero es de 0.14 dB mientras que el segundo es de 0.45 dB. Para clarificar el origen de las pérdidas adicionales se realizaron mediciones especiales. Para estimar las pérdidas en el diafragma se utilizó un corto deslizante para guía de onda circular situado a una distancia de $\lambda_g/4$ del diafragma con todos los diodos polarizados en directa. Para el caso de baja disipación y debido al doble campo eléctrico formado en el plano del diafragma, las pérdidas de retorno medidas debieron incrementarse aproximadamente cuatro veces en comparación con las pérdidas de inserción L_{min} . Como las pérdidas de retorno medidas fueron de 1.1 dB en 50 GHz, se concluye que las pérdidas de inserción causadas por el diafragma son aproximadamente 0.25 dB, y las pérdidas adicionales de 0.20 dB son atribuidas a las secciones de 3 cm

TABLA III
COMPARACIÓN DE CONMUTADORES EN BANDA U

No	Frecuencia GHz	Tecnología	Topología	L_{min} dB	I_{max} dB
[4]	40-60	0.15 μm GaAs HEMT	Un polo dos tiros	1.1	29
[5]	44-54	0.18 μm SiGe BiCMOS	Un polo un tiro	1.9	22
[10]	40-60	65-nm triple-well CMOS	Un polo dos tiros	2.5	20
[11]	50-67	90-nm CMOS	Un polo dos tiros	1.7	40
[12]	50-70	90-nm CMOS	Un polo dos tiros	1.5	30
[13]	30-50	90-nm CMOS	Diferencial	2.0	25
[16]	54-84	65-nm CMOS	Un polo un tiro	1.7	38
[17]	35-70	0.1 μm GaAs PHEMT	Un polo dos tiros	2.2	60
[23]	50	MEMS	Un polo un tiro	0.7	40
[25]	60-70	MEMS	Un polo un tiro	0.4	40
Esta Obra	50	Híbrida diodos p-i-n	Un polo un tiro	0.45	20

de largo de la guía de onda circular de latón que conectan al conmutador con los adaptadores de guía de onda circular a rectangular.

Por otro lado, se observó que las altas pérdidas de retorno y el alto aislamiento ocurren para el caso cuando el vector de polarización de la onda incidente es ortogonal al stub cuyo diodo se encuentra polarizado en inversa. Las magnitudes medidas del coeficiente de transmisión para las cuatro polarizaciones de la onda incidente se muestran en la Fig. 8. Los niveles máximos de aislamiento se logran en las frecuencias de resonancia f_s de los circuitos formados por las capacitancias de los diodos polarizados en inversa y la inductancia del metal exterior del anillo 10. Las cuatro frecuencias de resonancia f_s medidas se encuentran en la banda de frecuencia de 49.75 a 50.1 GHz, debido a la poca dispersión del valor de la capacitancia de los diodos p-i-n. El nivel de máximo de aislamiento medido es de 20.6 dB y los niveles de aislamiento fueron superiores a 15 dB en la banda de frecuencia de 49.22 a 50.55 GHz para las cuatro polarizaciones de la onda incidente.

Finalmente, se confirmó que la dispersión de la onda incidente polarizada linealmente no depende del estado del diodo instalado al stub que es paralelo al vector de polarización, por lo tanto, el conmutador configurado para garantizar un alto aislamiento para todas las polarizaciones de la onda incidente y el conmutador en el modo de transmisión poseen características semejantes a las presentadas en la Fig. 8 y Fig. 7, respectivamente.

En la Tabla III se presenta una comparación de los parámetros del conmutador desarrollado en banda U con

parámetros publicados de otros conmutadores en la misma banda de frecuencia.

Con base en la información presentada en la Tabla III, el conmutador de un polo un tiro para la banda U desarrollado en este trabajo presenta un nivel de pérdidas de inserción de 0.45 dB, comparable con las pérdidas de los conmutadores basados en MEMS. Sin embargo, los conmutadores basados en MEMS tienen baja velocidad de conmutación en orden de microsegundos al compararlos contra los conmutadores basados en diodos p-i-n que se caracterizan por el tiempo de conmutación en orden de nanosegundos.

El conmutador desarrollado se caracteriza por un aislamiento competitivo combinado con una capacidad de filtrado y diversidad de polarización de la onda incidente, siendo esta última característica inexistente en los otros diseños presentados. Debido a las bajas pérdidas de inserción, el diafragma de control desarrollado puede ser utilizado como un bloque para construir conmutadores de un polo un tiro con capacidades mejoradas en cuanto al aislamiento y al filtrado. De acuerdo con las simulaciones numéricas, un par de diafragmas de control, separados por una distancia de $\lambda_g/4$ (donde λ_g es la longitud de onda en la guía de onda circular), asegurarían un aislamiento máximo por encima de los 42 dB en estado apagado del conmutador y pérdidas de inserción mínimas de 0.7 dB, estas últimas incluyen 0.2 dB de pérdidas correspondiente a las dos secciones de guía de onda circular de latón con longitud de 3 cm.

VI. CONCLUSIONES

La utilización de una tecnología de fabricación propia permitió que nuestro conmutador de guía de onda circular con diversidad de polarización y capacidad de filtrado demuestre pérdidas de inserción menores a 0.45 dB en la frecuencia central cercana a 50 GHz. El conmutador de un polo un tiro fabricado presenta pérdidas de inserción menores a 1 dB en la banda de frecuencia de 48.0 a 56.0 GHz y un aislamiento mejor que 15 dB en la banda de frecuencia de 49.22 a 50.55 GHz con un aislamiento máximo de 20.6 dB en la frecuencia central de 50 GHz.

REFERENCES

- [1] L. Kuang, X. Yu, H. Jia, L. Chen, W. Zhu, M. Wei, Z. Song, Z. Wang, and B. Chi, "A Fully integrated 60-GHz 5-GB/s GFSK Transceiver with T/R switch in 65-nm CMOS," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, no. 12, pp. 3131–3145, Dec 2014.
- [2] M. Zhang, K. Toyosaki, J. Hirokawa, M. Ando, T. Taniguchi, and M. Noda, "A 60-GHz Band Compact-Range Gigabit Wireless Access System Using Large Array Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 8, pp. 3432–3440, Aug 2015.
- [3] A. Cornejo and S. Landeros, "Simulation Model and Comparison for Satellite Links in Ku and Ka Bands for Standards-Based on dvb-s2 and ns3," *IEEE Lat. Am. T.*, vol. 14, no. 4, pp. 1689–1697, Apr 2016.
- [4] J. Lee, R.-B. Lai, C.-C. Chen, C.-S. Lin, K.-Y. Lin, C.-C. Chiong, and H. Wang, "Low Insertion-Loss Single-Pole Double-Throw Reduced-Size Quarter-Wavelength HEMT Bandpass Filter Integrated Switches," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 12, pp. 3028–3038, Dec 2008.
- [5] K. Ma, S. Mou, and K. S. Yeo, "A Miniaturized Millimeter-Wave Standing-Wave Filtering Switch with High P1dB," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 4, pp. 1505–1515, Apr 2013.
- [6] D. Zelenchuk, V. Fusco, and G. Goussetis, "V-Band (57–66 GHz) Planar Antennas for WPAN Applications," in *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, April 2011, pp. 3122–3125.

- [7] A. F. Ismail, N. W. M. Saad, K. Badron, W. Hashim, and K. Abdullah, "Performance Prediction of Future V-band Earth-Space Link in the Tropics," in *2012 International Symposium on Telecommunication Technologies*, Nov 2012, pp. 187–191.
- [8] E. Jose, M. Adams, J. S. Mullane, and N. M. Patrikalakis, "Predicting Millimeter Wave Radar Spectra for Autonomous Navigation," *IEEE Sensors J.*, vol. 10, no. 5, pp. 960–971, May 2010.
- [9] J. He, Y.-Z. Xiong, and Y. P. Zhang, "Analysis and Design of 60-GHz SPDT Switch in 130-nm CMOS," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 10, pp. 3113–3119, Oct 2012.
- [10] X.-L. Tang, E. Pistono, P. Ferrari, and J.-M. Fournier, "A Traveling-Wave CMOS SPDT Using Slow-Wave Transmission Lines for Millimeter-Wave Application," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 34, no. 9, pp. 1094–1096, Sept 2013.
- [11] C. W. Byeon and C. S. Park, "Design and Analysis of the Millimeter-Wave SPDT Switch for TDD applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 8, pp. 2858–2864, Aug 2013.
- [12] M. Uzunkol and G. Rebeiz, "A Low-Loss 50-70 GHz SPDT Switch in 90 nm CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 10, pp. 2003–2007, Oct 2010.
- [13] A. Hamidian, S. E. Barbin, and G. Boeck, "Fully Differential Switching Topology for mm-Wave Dual-Mode LO-Distribution Circuitry," *Electron. Lett.*, vol. 52, no. 12, pp. 1028–1030, 2016.
- [14] R. Shu and Q. J. Gu, "A Transformer-Based V-band SPDT switch," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 27, no. 3, pp. 278–280, Mar 2017.
- [15] Y. Um and C. Nguyen, "High-Isolation Multimode Multifunction 24-/60-GHz CMOS Dual-Bandpass Filtering T/R switch," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 28, no. 8, pp. 696–698, Aug 2018.
- [16] R. Shu, J. Li, A. Tang, B. J. Drouin, and Q. J. Gu, "Coupling-Inductor-Based Hybrid mm-Wave CMOS SPST Switch," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 64, no. 4, pp. 367–371, Apr 2017.
- [17] L. Zhao, W. Liang, J. Zhou, and X. Jiang, "Compact 35–70 GHz SPDT Switch with High Isolation for High Power Application," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 27, no. 5, pp. 485–487, May 2017.
- [18] M. Thian and V. Fusco, "Ultrafast Low-Loss 42-70 GHz Differential SPDT Switch in 0.35 μm SiGe Technology," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 3, pp. 655–659, March 2012.
- [19] S. Gao, H. Lin, L. Ge, and D. Zhang, "A Magneto-Electric Dipole Antenna with Switchable Circular Polarization," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 40013–40018, 2019.
- [20] C. Kumar, B. P. Kumar, V. S. Kumar, and V. V. Srinivasan, "Dual Circularly Polarized Spherical Phased-Array Antenna for Spacecraft Application," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 2, pp. 598–605, Feb 2013.
- [21] W. Hong, K. Baek, and S. Ko, "Millimeter-Wave 5G Antennas for Smartphones: Overview and Experimental Demonstration," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 12, pp. 6250–6261, Dec 2017.
- [22] O. Jo, J. Kim, J. Yoon, D. Choi, and W. Hong, "Exploitation of Dual-Polarization Diversity for 5G Millimeter-Wave MIMO Beamforming Systems," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 12, pp. 6646–6655, Dec 2017.
- [23] S. Shekhar, K. J. Vinoy, and G. K. Ananthasuresh, "Surface-Micromachined Capacitive RF Switches with Low Actuation Voltage and Steady Contact," *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 26, no. 3, pp. 643–652, June 2017.
- [24] Z. Baghchehsaraei, U. Shah, J. Aberg, G. Stemme, and J. Oberhammer, "MEMS Reconfigurable Millimeter-Wave Surface for V-band Rectangular-Waveguide Switch," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 5, no. 3, pp. 341–349, Mar 2013.
- [25] Z. Baghchehsaraei and J. Oberhammer, "Parameter Analysis of Millimeter-Wave Waveguide Switch Based on a MEMS-Reconfigurable Surface," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 12, pp. 4396–4406, Dec 2013.
- [26] A. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, J. Martinez-Lopez, and A. Martynyuk, "X-band Circular Waveguide Switch with Polarisation Diversity," *Electron. Lett.*, vol. 44, no. 20, pp. 1201–1202, September 2008.
- [27] A. Martynyuk, A. Martinez-Lopez, and J. Martinez Lopez, "2-bit X-band Reflective Waveguide Phase Shifter with BCB-Based Bias Circuits," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 12, pp. 4056–4061, Dec 2006.



Javier Gomez-Mendez was born in Mexico City, Mexico. He received his B.S. and M.Eng. degrees in electrical engineering from the National Autonomous University of Mexico (UNAM), Mexico City, in 2011 and 2015, respectively. Currently he is pursuing a Ph.D. degree at the Engineering Faculty, UNAM. From 2017 he is a lecturer at the Division of Basic Sciences, Engineering Faculty, UNAM. His research interests include phased array antennas and millimeter-wave devices.



Jose Ismael Martinez-Lopez (M'13) was born in Mexico City, Mexico. He received his B.S., M.Eng., and Ph.D. degrees in electrical engineering from the National Autonomous University of Mexico (UNAM), Mexico City, in 1994, 1998, and 2005, respectively. He is a Professor of electrical engineering at UNAM. In 2006, he was with the Schlumberger Technology Center, Sugar Land, TX, developing antennas for deep induction array tools for the oil industry. In 2009, he was a visiting scholar for one year at the ElectroScience Laboratory, The

Ohio State University (OSU), Columbus, OH. Currently, he is on a sabbatical leave as a visiting scholar at the Nonlinear RF Lab, Department of Electrical and Computer Engineering, ECE-OSU. His current research interests include antenna arrays, frequency selective surfaces and microwave and millimeter-wave circuits.



Jorge Rodriguez-Cuevas was born in Mexico City, Mexico. He received the B.S., M.Eng., and Ph.D. degrees in electrical engineering from the National Autonomous University of Mexico (UNAM), Mexico City, Mexico, in 1987, 1995 and 2003, respectively. Furthermore in 2003, he received specialized studies in Microelectromechanical Systems (MEMS) from National Autonomous University of Mexico (UNAM) and The United States-Mexico Foundation for Science (FUMEC). Since 1987, he has been with the Electronics Engineering Department, UNAM,

where he is a professor engaged in research and teaching on telecommunication circuits and systems. His current research interests are phased arrays, RF MEMS and microwave and millimeter-wave circuits.



Andrea G. Martinez-Lopez (M'11) was born in Mexico City, Mexico. She received the Physics Engineer degree from Metropolitan Autonomous University, Mexico City, in 2001, M.Sc. degree from Centro de Investigación y de Estudios Avanzados (Cinvestav), Mexico City, in 2002, and the Ph.D. degree from the National Autonomous University of Mexico (UNAM), Mexico City, in 2009. From 1996 to 2001 she was with the Laboratory of Photolithography, Center of Applied Sciences and Technologic Development (CCADET), UNAM and from 2003 to

2004 she was with the Laboratory of Thin Films and Vacuum, Institute of Astronomy, UNAM. From 2011 to 2014 she served as a Director of the Center of Micro- and Nanotechnology (MICRONA) at the University of Veracruz. She is currently a researcher at MICRONA and a Head of Microfabrication and Advanced Design Laboratory (LaMDDA) at MICRONA.



Alexander E. Martynyuk was born in Kiev, Ukraine. He received the M.Sc. degree in radio engineering in 1988 from the Kiev Polytechnic Institute, Ukraine, and the Ph.D. degree in 1993 from the same institute. From 1988 to 1995, he was with the Faculty of Radio Engineering of the Kiev Polytechnic Institute. From 1995 he is with the National Autonomous University of Mexico (UNAM), Mexico City. He is currently a Professor at the Engineering Faculty, UNAM. His research interests include microwave and millimeter-wave devices, antenna arrays and millimeter-wave communications.