

Diseño, Simulación y Construcción de Antenas de Ranuras en Banda Ku con Tecnología SIW

Autor: Diana V. Navarro Méndez

Director: Mariano Baquero Escudero

Resumen — Utilizando la tecnología SIW (Substrate Integrated Waveguide), se presenta en este trabajo el diseño, simulación y construcción de dos agrupaciones de antenas de ranuras que operan en la banda Ku a la frecuencia de 17GHz. En primer lugar se analiza una agrupación de 2x10 antenas de ranuras; la alimentación llega a la antena por medio de un divisor de potencia de -3dB tipo Y excitado por línea microstrip con un taper diseñado y optimizado para conseguir un buen acoplamiento entre la línea y la guía SIW. La segunda antena es una agrupación de 8x10; donde una red formada por codos y divisores tipo Y proporcionan a la antena una alimentación uniforme en magnitud y fase con un parámetro S_{11} menor de -20dB en la banda de interés. En la tercera antena se utiliza la estructura de la agrupación de 8x10 mejorando su tamaño al tener la red de alimentación en otra capa detrás de la antena. Para conseguir el acoplo entre las capas (antena y red) se utilizan transiciones entre guías SIW (acoplo por ranura) cuyos resultados experimentales también son presentados.

Abstract — Using SIW technology (Substrate Integrated Waveguide), this work presents design, simulation and construction of two slot array antennas operating in Ku band at 17GHz. First, a two-by-ten slot array antenna is presented; the feeding is formed by Y type power divider of -3dB. To excite SIW guide, microstrip line with taper is designed and optimized to get good matching between line and SIW guide. The second antenna is an eight-by-ten slot array; where the feeding network is formed by bends and Y type dividers providing uniform feeding in magnitude and phase. The S_{11} parameter is smaller than -20dB in the whole frequency bandwidth. Third array use the structure of above antenna (eighth-by-ten) improving its size. Feeding network is located at the bottom of the antenna. To connect the layers a transition between two SIW by means of a coupling slot has been designed and also experimental results are presented.

Autor: Navarro Diana , email: dnavarro@mailfie.epn.edu.ec

Director: Baquero Mariano, email: mbaquero@dcom.upv.es

Fecha de entrega: 22-03-10

ÍNDICE

I. INTRODUCCIÓN.....	3
I.1. Substrate Integrated Waveguide (SIW).....	3
I.2. Parámetros Básicos de Antenas.....	4
I.2.1. Antenas de Ranuras.....	6
II. DISEÑO.....	8
II.1. Diseño de la Red de Alimentación.....	8
II.1.1. Divisores de Potencia.....	9
II.1.2. Codos.....	9
II.2. Diseño de las Transiciones.....	10
II.2.1. Transición Microstrip-SIW.....	10
II.2.2. Transición Coaxial- SIW.....	11
II.2.3. Transición entre dos guías SIW (Acoplo por Ranura).....	12
II.3. Diseño de las Antenas.....	13
III. SIMULACIONES CON HFSS.....	14
III.1. Red de Alimentación.....	14
III.2. Transición Microstrip - SIW.....	17
III.3. Transición Coaxial - SIW.....	18
III.4. Transición entre dos Guías SIW (Acoplo por Ranura).....	19
III.5. Antenas.....	20
III.5.1. Agrupación 2x10.....	21
III.5.2. Agrupación 8x10.....	22
III.5.3. Agrupación 8x10 en dos niveles.....	24
IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	26
IV.1. Transición Coaxial - SIW.....	26
IV.2. Transición entre dos Guías SIW (Acoplo por Ranura).....	28
IV.3. Antenas.....	29
CONCLUSIONES.....	34
AGRADECIMIENTOS.....	35
BIBLIOGRAFÍA.....	35
ANEXO A (artículo aceptado)	
ANEXO B (artículo pendiente aceptación)	

I. INTRODUCCIÓN

I.1. *Substrate Integrated Waveguide (SIW)*

A inicios de los años 90 surge una nueva tecnología denominada SIW “Substrate Integrated Waveguide” que consiste en integrar una guía de onda dentro de un substrato dieléctrico, presentando características similares a las de una guía de onda rellena de material dieléctrico con la misma altura, permitividad y ancho equivalente.

En una guía de onda rectangular tradicional las ondas son confinadas dentro de ella y al estar rellena de dieléctrico aire las pérdidas presentes en estas guías son mínimas, pero con desventajas como la dificultad de integración con otro medio, como el peso y el tamaño. En una guía de onda rectangular basada en SIW las ondas son confinadas dentro de las paredes conductoras y viajan por el material dieléctrico del cual está rellena; este tipo de tecnología presenta compatibilidad con técnicas de fabricación PCB y LTCC [1] [2] existentes y a su vez permite el diseño y construcción de guías en el rango de microondas y ondas milimétricas con alto factor de calidad, bajo coste, fácil integración con circuitos planares como divisores de potencia, filtros y antenas[3][4].

La tecnología SIW está siendo utilizada en la construcción de osciladores [5], acopladores direccionales [6] [7], antenas [8] [9] [10] [11], divisores de potencia [12], etc.

Por la naturaleza de su estructura, las guías SIW solo soportan modos TE, mientras que los modos TM no pueden ser guiados. Una guía SIW puede ser considerada también como un tipo especial de guía rectangular con una serie de ranuras en las paredes laterales; cuando un modo se establece en una guía también se generan corrientes superficiales y si las ranuras cortan las líneas de corriente una gran cantidad de radiación puede aparecer. Para el modo TE_{n0} el flujo de líneas de corriente es paralelo a los postes por lo que estos no lo cortan y el modo puede ser preservado. En modos TM, el campo magnético transversal produce una corriente superficial longitudinal y entonces las ranuras transversales cortan esas corrientes produciendo una gran cantidad de radiación [13].

En una guía basada en SIW las paredes laterales están formadas por arreglos de postes metálicos de radio (r), separados una determinada distancia (s) en un material dieléctrico de altura (h) y permitividad (ϵ_r) como se puede observar en la Fig. 1a.

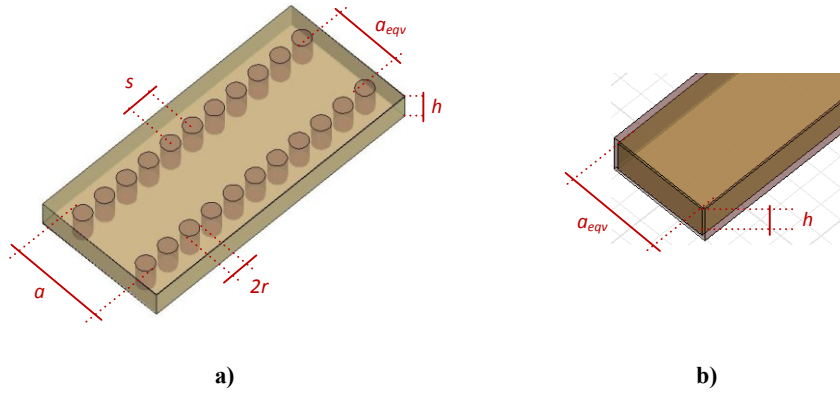


Fig.1. Guías rectangulares a)SIW, b) clásica

Los parámetros principales que se deben considerar en un diseño con SIW son la altura del sustrato, su permitividad, y primordialmente el radio y separación de los postes ya que con estos parámetros aseguramos que las paredes laterales de la guía tenga un comportamiento conductor y que no se presenten grandes pérdidas; sin embargo al tratarse de una estructura periódica, su análisis es más complicado de realizarlo comparado con la guía tradicional, para lo cual se utiliza una analogía con la guía rectangular clásica (Fig.1). Donde el ancho equivalente de la guía rectangular viene dado por la expresión (1):

$$a_{eqv} = a - 2r - \frac{(2r)^2}{0.95s} \quad (1)$$

donde a es la separación entre postes, r es el radio de los postes y s la distancia de separación entre ellos [14].

I.2. Parámetros Básicos de Antenas

Las antenas son dispositivos que radian o reciben ondas electromagnéticas, también pueden ser consideradas como transductores que acoplan las ondas que se propagan en el espacio libre a una guía de onda o línea de transmisión [15].

Además, las antenas forman parte de los sistemas de comunicaciones inalámbricos en radioenlaces punto a punto, telefonía móvil, redes de área local, sistemas de navegación, comunicaciones satelitales, y varias aplicaciones militares. La forma de una antena puede ser muy variada como bocinas, de hilos, reflectores parabólicos, etc.; pero lo que tendrán en común es la conexión a una línea de transmisión o un par de terminales que serán el puerto de entrada [16].

Una antena de acuerdo con la aplicación deberá cumplir con características como impedancia, radiación, directividad, ganancia, etc., por lo tanto es importante caracterizarla para evaluar el efecto que tiene sobre el sistema. Entre los principales parámetros que se consideran son:

- *Impedancia*: si consideramos una antena transmisora, la antena deberá radiar al máximo de potencia posible por lo cual, tanto el transmisor como la antena requieren estar adaptadas para una máxima transferencia de potencia [17].

La impedancia de entrada de la antena se definirá como la razón entre el voltaje y la corriente en los terminales de la antena, lo que permite modelar la antena como una impedancia compleja cuando la conectamos a un generador o transmisor (Fig. 2a). Si en cambio se considera una antena receptora, la impedancia de la antena será la misma que si actuase como transmisora; en este caso la antena actúa como generador donde su impedancia interna es la que presenta la antena en transmisión Fig. 2b.

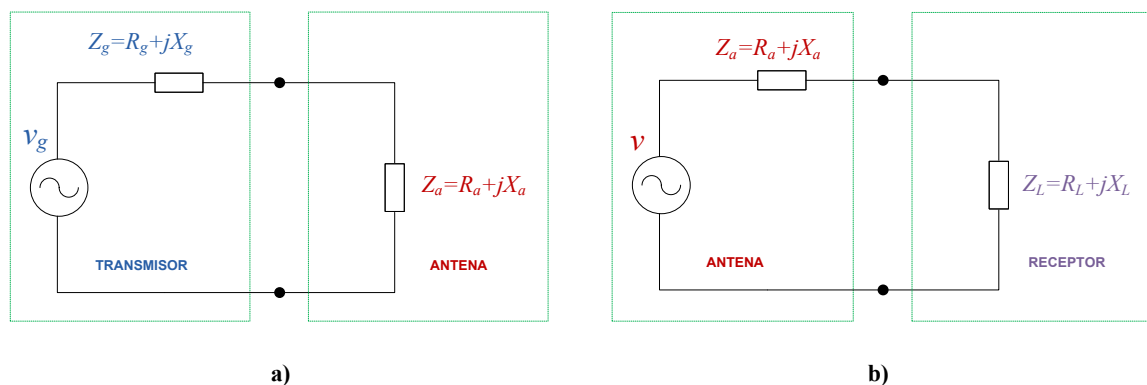


Fig.2. Circuitos equivalentes para una antena: a) en transmisión, b) en recepción.

- *Diagramas de radiación*: se puede definir como la representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de la dirección angular. Estos diagramas pueden ser representados en dos planos (E y H) y de forma tridimensional.

- *Directividad*: se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección (a una distancia dada) y la densidad de potencia que radiaría a esa misma distancia una antena isótropa [REF 3]. Cuánto más alta sea la directividad, el haz de radiación será más afilado; una estimación de la directividad considerando radiación uniforme en un ángulo sólido (Ω_e) definido por ancho de haz en -3dB en los dos planos principales del diagrama de radiación [18] viene dada por la siguiente expresión:

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_e} \quad (2)$$

- *Ganancia*: su concepto es similar al planteado para la directividad, pero la comparación no se establece con la potencia radiada sino con la entregada a la antena [17].

Existen diversos tipos de antenas y pueden ser clasificadas considerando su forma, ganancia, diagrama de radiación, etc.; siendo las antenas de ranuras las utilizadas en el presente trabajo.

I.2.1. Antenas de Ranuras

Por la simplicidad geométrica, eficiencia y peso ligero las antenas de guías de onda ranuradas son ampliamente usadas en muchas aplicaciones militares, radar, naves espaciales y comunicaciones.

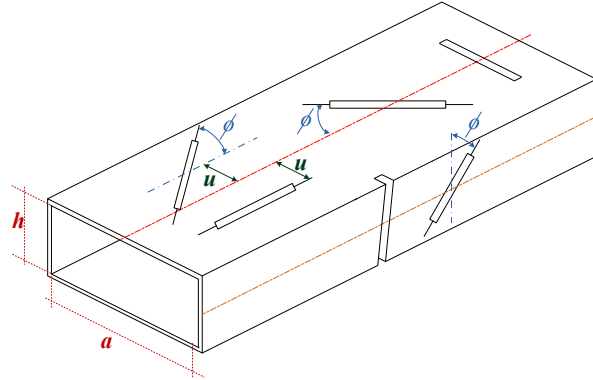


Fig.3. Representación de ranuras radiantes en las paredes de una guía rectangular[19]

Este tipo de antenas al ser resonantes presentan un margen estrecho de frecuencias de trabajo, las ranuras son radiadores comúnmente utilizados en sistemas de antenas y son convenientemente clasificadas por su forma y localización en la guía como se puede ver en la Fig. 3.

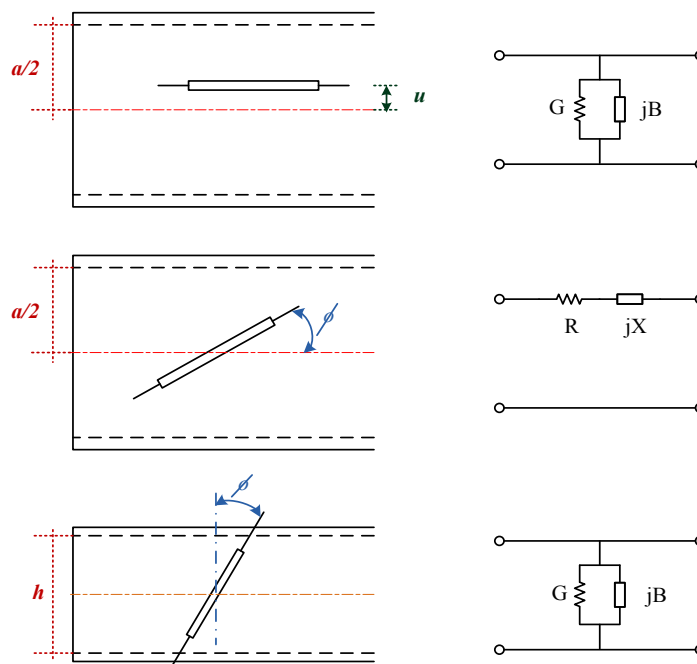


Fig.4. Circuitos equivalentes para ranuras radiantes[19]

En base a la localización que tiene las ranuras en la guía, el análisis y diseño se simplifica cuando se utilizan circuitos equivalentes, así en la Fig. 4 tenemos una representación de las ranuras usadas con más frecuencia.

Al ser la guía de onda una línea de transmisión de bajas pérdidas, la señal se propaga hasta cada una de las ranuras donde una pequeña parte de la energía de la señal se radia con lo cual en base a la distribución de las ranuras todas las señales radiadas se suman para conseguir una significativa directividad.

Para diseñar una agrupación de antenas ranuradas, es necesario considerar las características básicas que vienen dadas por la geometría, amplitud y fase del campo radiado más los efectos del acoplamiento mutuo entre las ranuras y la red de alimentación. Así, para una agrupación de ranuras longitudinales dispuestas en la cara ancha de la guía, el circuito equivalente será una sucesión de admitancias en paralelo separadas por líneas de una determinada longitud de onda. Las principales configuraciones consideradas para la excitación, se presentan en la Fig. 5; para asegurar un perfecto acoplo a la frecuencia central y que la apertura sea excitada adecuadamente, se deben considerar los siguientes requerimientos[19]:

-La suma de todas las conductancias equivalentes g_n de cada ranura N es igual a 1 ($W=1$) para agrupaciones como el que se presenta en la Fig. 5a y $W=2$ según se propone en la referencia [19] para configuraciones de las Fig. 5b-5c.

$$\sum_{n=1}^N g_n = W \quad (3)$$

- La conductancia de una ranura es proporcional a la potencia de radiación requerida para una determinada posición de la ranura.

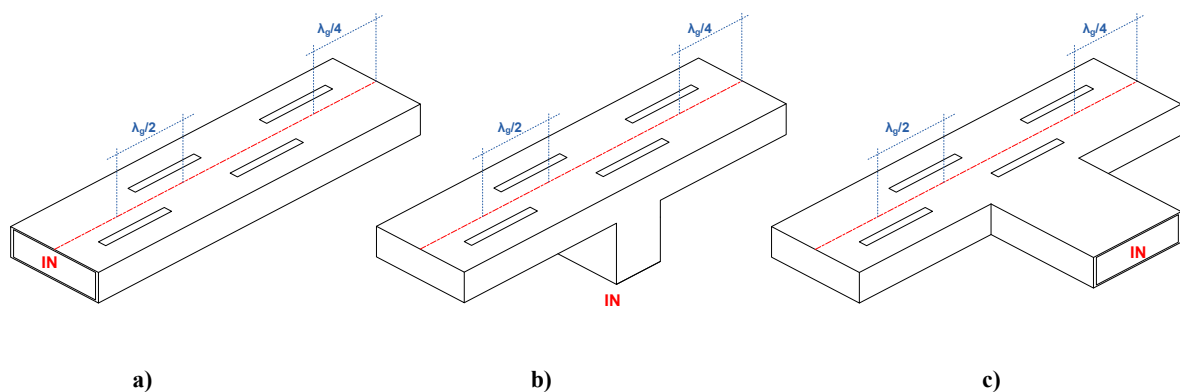


Fig.5. Configuraciones básicas de excitación a) axial, b) centrada en plano E y c) centrada en plano H

Para las configuraciones de tipo axial, la guía es alimentada por uno de sus extremos mientras el otro permanece en cortocircuito; para una excitación centrada, se cortocircuita la guía en sus extremos y se alimenta por el centro mediante una T en plano H o plano E.

II. DISEÑO

Una guía de onda basada en tecnología SIW, es considerada como una guía de onda rellena de un material dieléctrico con permitividad diferente a la del aire cuyas paredes laterales son formadas por agrupaciones de postes cilíndricos de cobre (via holes); para el diseño de una guía SIW establecemos una equivalencia con el ancho de una guía rectangular clásica rellena de dieléctrico.

En primer lugar determinamos las características del material dieléctrico como su grosor h , permitividad ϵ_r , luego establecemos una frecuencia de corte f_c que deberá ser menor que la frecuencia de operación f , con estos datos y utilizando la expresión (4) calculamos el ancho de la guía rectangular equivalente a la guía SIW (a_{eqv}).

$$a_{eqv} = \frac{c}{2f_c\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4)$$

Para especificar el radio r de los postes y separación entre centros s se utilizan las recomendaciones presentadas en [20] para lo cual se requiere calcular la longitud de onda de la guía λ_g y la longitud de onda de corte λ_c según las expresiones (5) y (6).

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} \quad (5)$$

$$\lambda_c = \frac{c}{f_c\sqrt{\epsilon_r}} \quad (6)$$

De esta forma, bajo las consideraciones anteriormente indicadas y reemplazando los parámetros r , s y a_{eqv} en la expresión (1) tenemos el ancho a que se utiliza para formar la guía SIW, a partir de lo cual se realiza el diseño de las agrupaciones de antenas de ranuras con sus respectivas redes de alimentación.

II.1. Diseño de la Red de Alimentación

La red proveerá a cada una de las antenas una alimentación uniforme, para lo cual se utilizan divisores de potencia simétricos y dos tipos de codos.

A continuación se presentan los parámetros geométricos considerados para diseñar los divisores y codos con el fin de formar una red con las menores pérdidas.

II.1.1. Divisores de Potencia

En base a las características que presente el material y a la frecuencia de operación se determina el ancho de cada uno de los puertos del divisor utilizando la expresión (1) para lo cual se consideran via holes de radio $r=0.5\text{mm}$ separados $s=1.5\text{mm}$; dadas las condiciones de adaptación que debe presentar la red de alimentación, los divisores de potencia que se implementan son divisores en Y (Fig.6); donde se utiliza la distancia L para obtener un buen nivel de adaptación a la entrada, de forma que se garantiza pérdidas de inserción de 3dB en los puertos de salida (out1,out2) [14],[12].

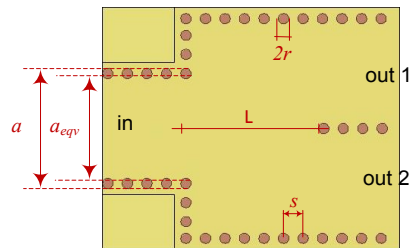


Fig.6. Características geométricas del divisor (vista superior)

II.1.2. Codos

Los codos constituyen una parte importante para la unión de dispositivos sobre una misma placa, en este caso para la conexión de los divisores de potencia que forman la red de alimentación se utilizan dos tipos de codos como se indica en la Fig.7.

La Fig.7a presenta un codo formado por la unión de dos codos rectos donde el ángulo de inclinación del lado biselado es 45° y además variando las longitudes B_1 y L_{C1} conseguimos que el parámetro S_{11} sea menor de -20dB dentro del ancho de banda determinado. En la Fig.7b observamos el segundo tipo de codos utilizados en la red de alimentación, en donde las longitudes L_{C2} y L_{C3} son utilizadas para tener un parámetro S_{11} menor de -20dB dentro del rango de frecuencias de interés.

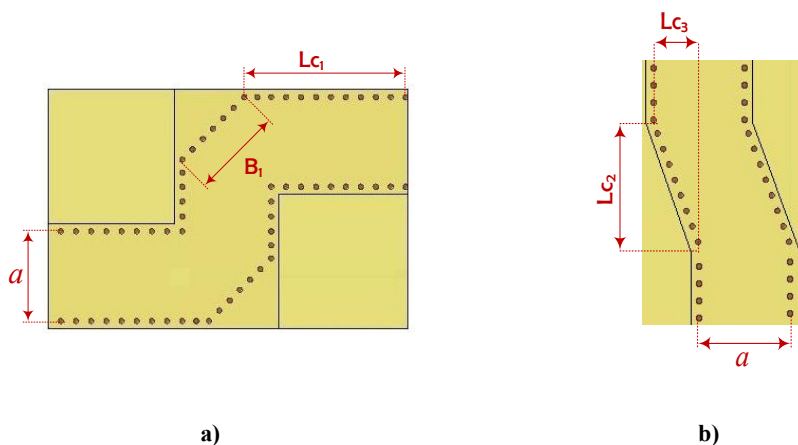


Fig.7. Características geométricas de los codos (vista superior)

La red que se utiliza para alimentar uno de las agrupaciones de antenas requiere ocho puertos de salida por lo cual estará formada por siete divisores de potencia ($D_1 - D_7$) cada uno con iguales características unidos a la vez por dos codos tipo 1 (C_5, C_6) y cuatro codos tipo 2 ($C_1 - C_4$) como se observa en la Fig.8.

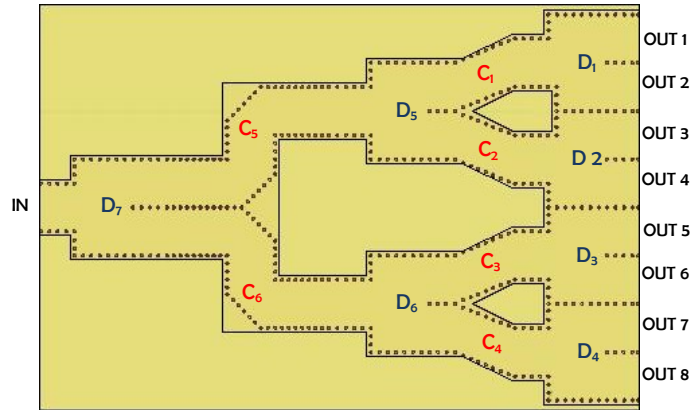


Fig.8. Vista superior de la red de alimentación

II.2. Diseño de las Transiciones

Por la forma en la que se construye una guía SIW su excitación da lugar a una nueva transición que debe cumplir con buenas condiciones de adaptación para conseguir que toda la potencia que se suministre sea transferida a la guía y se garantice un nivel de pérdidas aceptable. Las transiciones que se han analizado en este trabajo son las siguientes:

II.2.1. Transición Microstrip-SIW

Para excitar la guía SIW de entrada a la red de divisores de potencia se ha escogido la alimentación por microstrip, por lo cual es necesario diseñar una transición que nos permita obtener el mejor acoplo de impedancias entre la guía SIW y la línea microstrip.

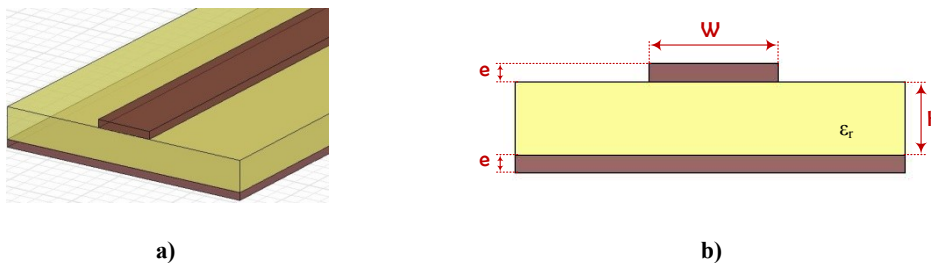


Fig.9. a) Línea Microstrip vista 3D , b) Características geométricas de la línea microstrip

Para acoplar una línea microstrip a la guía SIW se deben considerar varios parámetros como la impedancia de entrada que deberá tener el dispositivo, las características del dieléctrico y el tipo de configuración a utilizar. En primer lugar determinamos el ancho (W) que deberá tener la línea

microstrip [21] a partir de las expresiones indicadas en (7), para luego escoger la configuración que mejor cumpla con las condiciones de pérdidas de retorno e inserción.

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } W/h < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } W/h > 2 \end{cases} \quad (7)$$

Donde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (8)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (9)$$

La transición que se utilizará es la formada por un taper con inserciones rectangulares a los lados como se indica en la Fig.10a; en la Fig.10b vemos con mejor detalle las variables (características geométricas) que se requieren optimizar para conseguir el mejor acoplamiento.

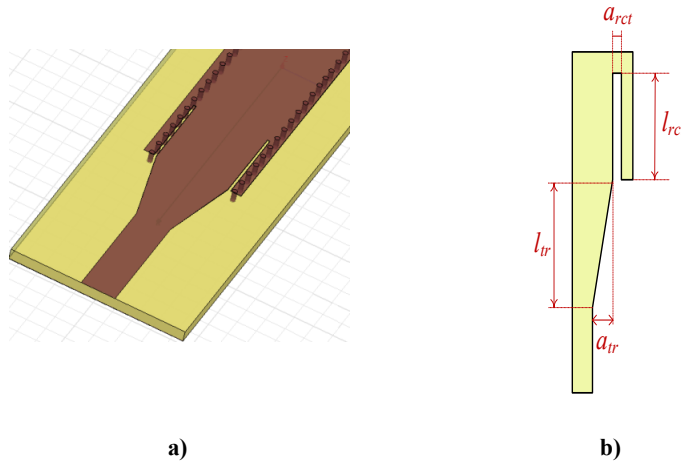


Fig.10. a)Vista 3D de la transición Microstrip - SIW, b) Características geométricas

II.2.2. Transición Coaxial- SIW

Una desventaja que se presenta al alimentar una guía SIW mediante línea microstrip es que se pueden presentar pérdidas adicionales que si se hiciese directamente con coaxial; con la adecuada transición Coaxial-SIW se pretende minimizar las pérdidas al conseguir un mejor acoplamiento.

El diseño resulta más simple que el realizado en microstrip ya que se requiere introducir la sonda en el material dieléctrico Fig.11a, para lo cual basta con encontrar la posición adecuada (d_{in}) donde insertar la sonda y la distancia de penetración (h_{in}) de ésta en el dieléctrico como se muestra

en la Fig.11b. La desventaja que presenta este tipo de transición se debe a posibles problemas de mecanizado al momento de cortar con exactitud la sonda y realizar las soldaduras afectando a los resultados.

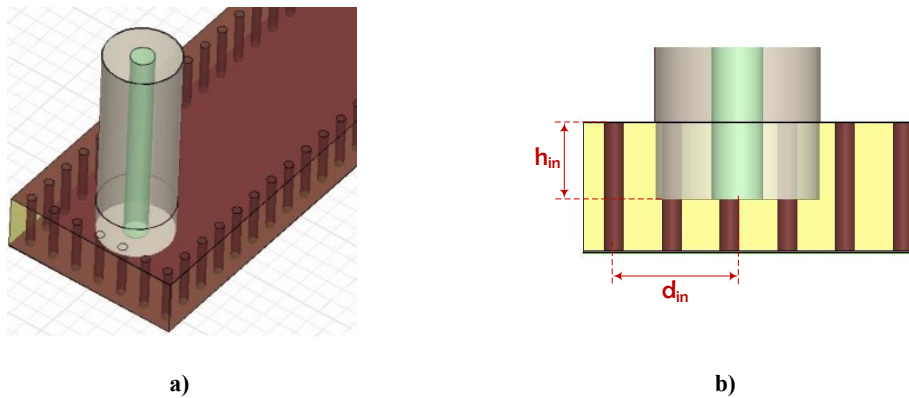


Fig.11. a)Esquema de la Transición de Coaxial a guía SIW, b) Variables consideradas para el diseño

II.2.3. Transición entre dos guías SIW (Acoplo por Ranura)

Este tipo de transición permite conectar dos guías SIW mediante una ranura situada entre dos caras adyacentes de las guías como se indica en la Fig.12a-12b, la ubicación así como el tamaño y la forma de la ranura son los parámetros que se utilizan para obtener una respuesta adecuada; la utilización de esta transición permitirá disminuir el tamaño del dispositivo al poder implementarlo en doble capa[4] [22].

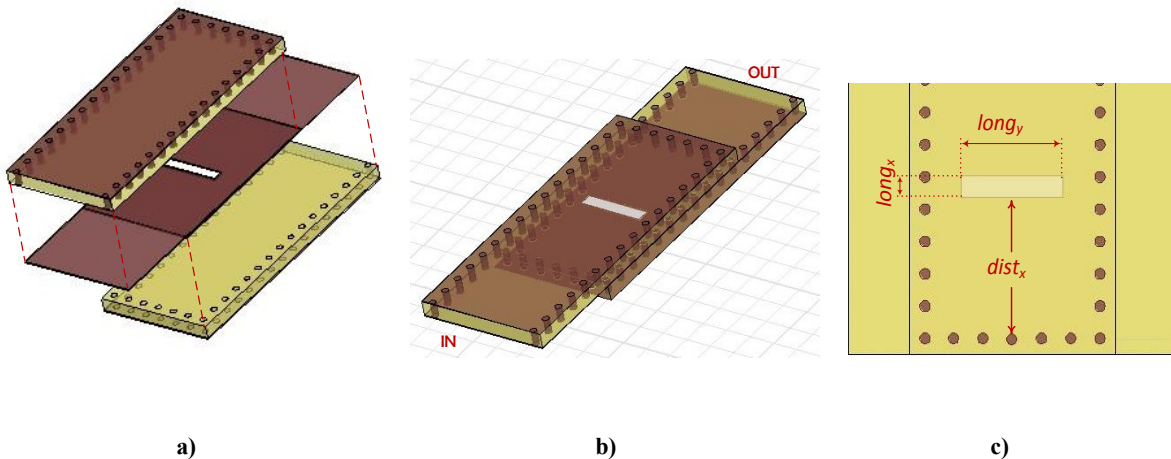


Fig.12. a) Esquema de la transición entre guías SIW, b) Montaje de la transición,
c) Características geométricas

La posición de la ranura ($dist_x$) y el tamaño ($long_x$ y $long_y$) son las variables (ver Fig.12c) con las cuales se realizan los análisis paramétricos y optimizaciones para conseguir los resultados más adecuados.

II.3. Diseño de las Antenas

Para el diseño de las antenas, se considera una excitación axial con agrupación de ranuras situadas en la cara ancha de la guía formando un arreglo longitudinal. El tamaño de las ranuras viene dado por los valores de b (largo) y c (ancho). La posición con respecto al centro de la cara ancha viene dada por d . Para compensar los 180° de desfase que aparece en la onda estacionaria que excita las ranuras se alternan con respecto al centro la posición de ranuras contiguas. Además estarán separadas entre centros una distancia $\lambda_g/2$ [10] y la distancia de la última ranura al final de la guía será $\lambda_g/4$. Fig. 13.

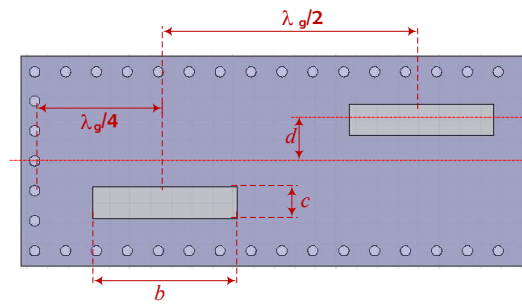


Fig.13. Características geométricas de las ranuras

Para obtener la distancia d (ver Fig.13) se considera la conductancia equivalente de N ranuras para conseguir una buena adaptación [23], [24], [25] a partir de las expresiones (9), (10), (11) dadas para una ranura aislada que no considera los acoplos mutuos entre ranuras.

$$\sum_{n=1}^N g_n = 1 \quad (10)$$

$$g_n = g_1 \sin^2 \left(\frac{d\pi}{a} \right) \quad (11)$$

$$g_1 = \frac{2.09 a \lambda_g}{b \lambda} \cos^2 \left(\frac{\lambda \pi}{2 \lambda_g} \right) \quad (12)$$

La longitud aproximada de la ranura para una guía rellena de dieléctrico se determina mediante la siguiente expresión[8]:

$$b = \frac{\lambda_0}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \quad (13)$$

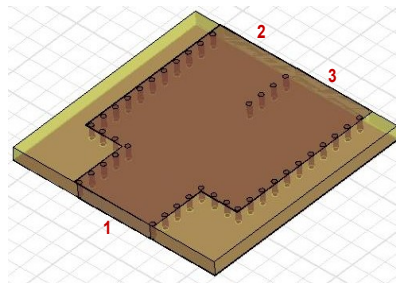
III. SIMULACIONES CON HFSS

El software utilizado en el proceso de simulación, parametrización y optimización fue Ansoft HFSS; en esta sección presentamos los resultados obtenidos de las simulaciones para cada uno de los dispositivos que forman parte de las agrupaciones de antenas.

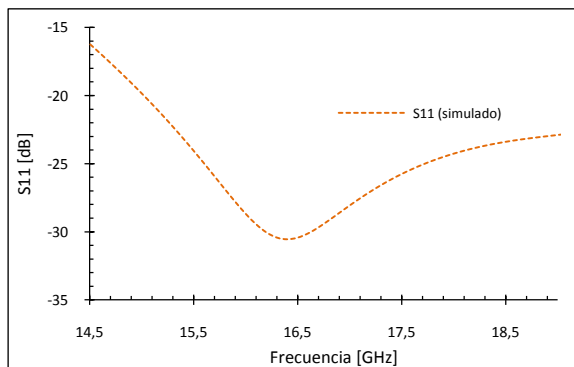
III.1. Red de Alimentación

Dado que la frecuencia de operación será 17GHz y el material que se utilizará es NELTEC NY9220 que presenta una permitividad de $\epsilon_r=2,2$, altura $h=1,143\text{mm}$ y espesor de cobre $e=0,035\text{mm}$, podemos determinar que el ancho de la guía es 9,11mm para via holes con $r=0,5\text{mm}$ y separación $s=1,5\text{mm}$.

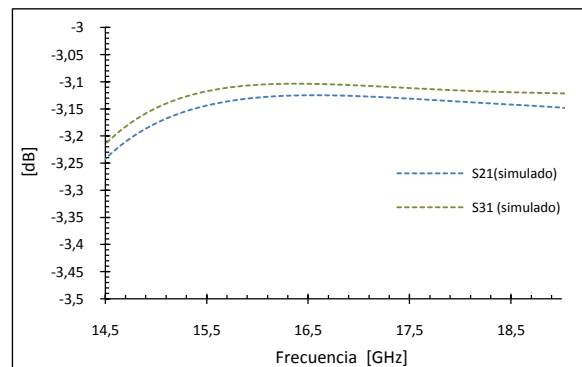
De las simulaciones, análisis paramétricos y optimizaciones de las variables susceptibles de diseño en el divisor, tenemos que con una longitud $L=10,1\text{mm}$ obtenemos los mejores resultados. En la Fig. 14b se puede observar que el parámetro S_{11} es menor de -20dB desde 15GHz hasta 19GHz aproximadamente, mientras que en la Fig.14c los parámetros S_{21} y S_{31} rodean los -3,15 dB dentro del ancho de banda definido por las pérdidas de retorno. La pequeña diferencia que se presenta en estos resultados se deben básicamente a la densidad del mallado utilizado por HFSS en las simulaciones del divisor.



a)



b)



c)

Fig.14. a) Vista 3D divisor, Resultados de la simulación: b) S_{11} y c) S_{21}, S_{31}

En la Fig. 15a observamos un codo en ángulo recto con bisel de 45°; los mejores resultados se obtienen cuando la longitud del lado biselado es igual al ancho de la guía ($a=9,11\text{mm}$). La respuesta que presenta el codo se puede ver en las Fig. 15b-15c donde, para un ancho de banda comprendido entre 14GHz y 19GHz las pérdidas de retorno son mayores de 20dB, y las de inserción por el orden de 0,2dB.

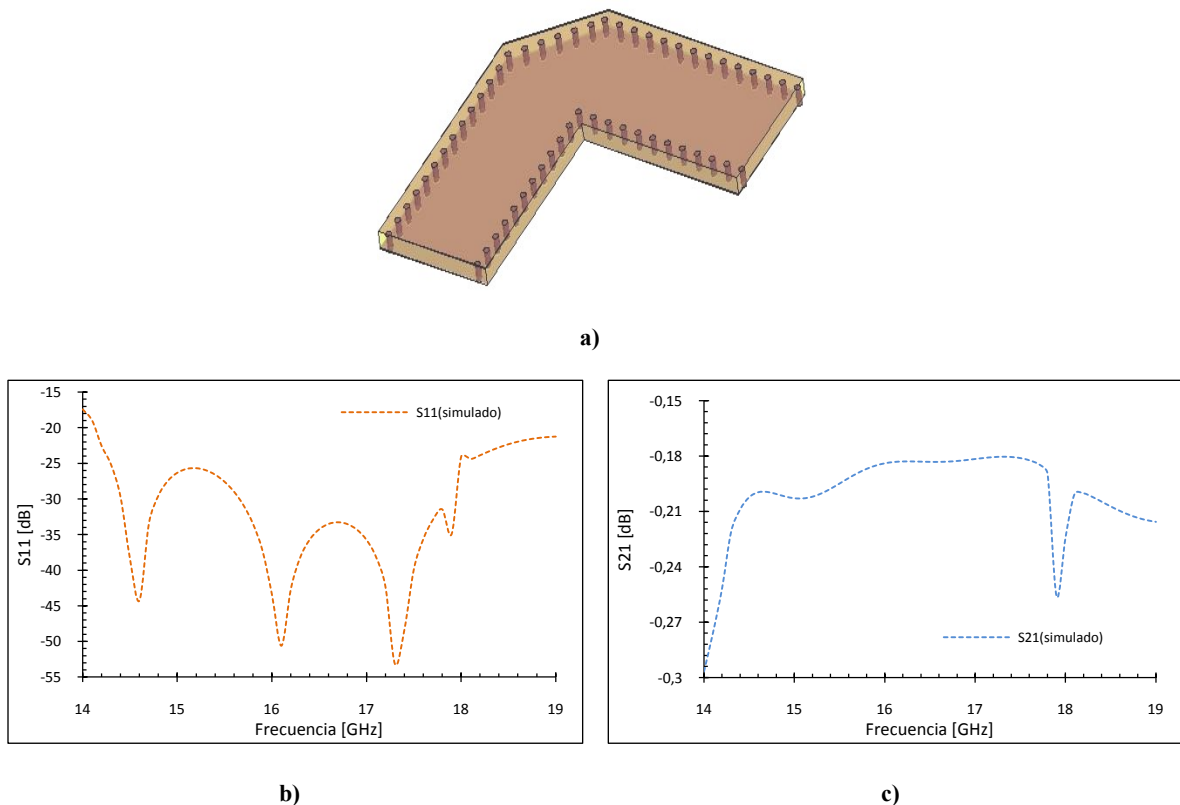


Fig. 15. a) Vista 3D codo 90°, Resultados de la simulación: b) S_{11} y c) S_{21}

En la Fig. 16a se observa una vista 3D del codo tipo1 de longitud $L_{C1}= 13,2\text{mm}$ formado por dos codos como el indicado en la Fig. 15a; los resultados de la simulación para un rango de frecuencias comprendido entre 14GHz y 19GHz se presentan en las Fig. 16b-16c donde tenemos que el parámetro S_{11} es menor de -20dB con un $S_{21} \approx -0,25\text{dB}$.

Para el codo tipo 2 que se representa en la Fig. 17a, el rango de frecuencias de interés en base al cual se realizaron las optimizaciones es de 14GHz a 19GHz dando como resultado un $S_{11} \leq -20\text{dB}$ y $S_{21} \approx -0,14\text{dB}$ como se indica en las Fig. 17b-17c para valores de $L_{C2}=9,27\text{mm}$ y $L_{C3}=3,91\text{mm}$.

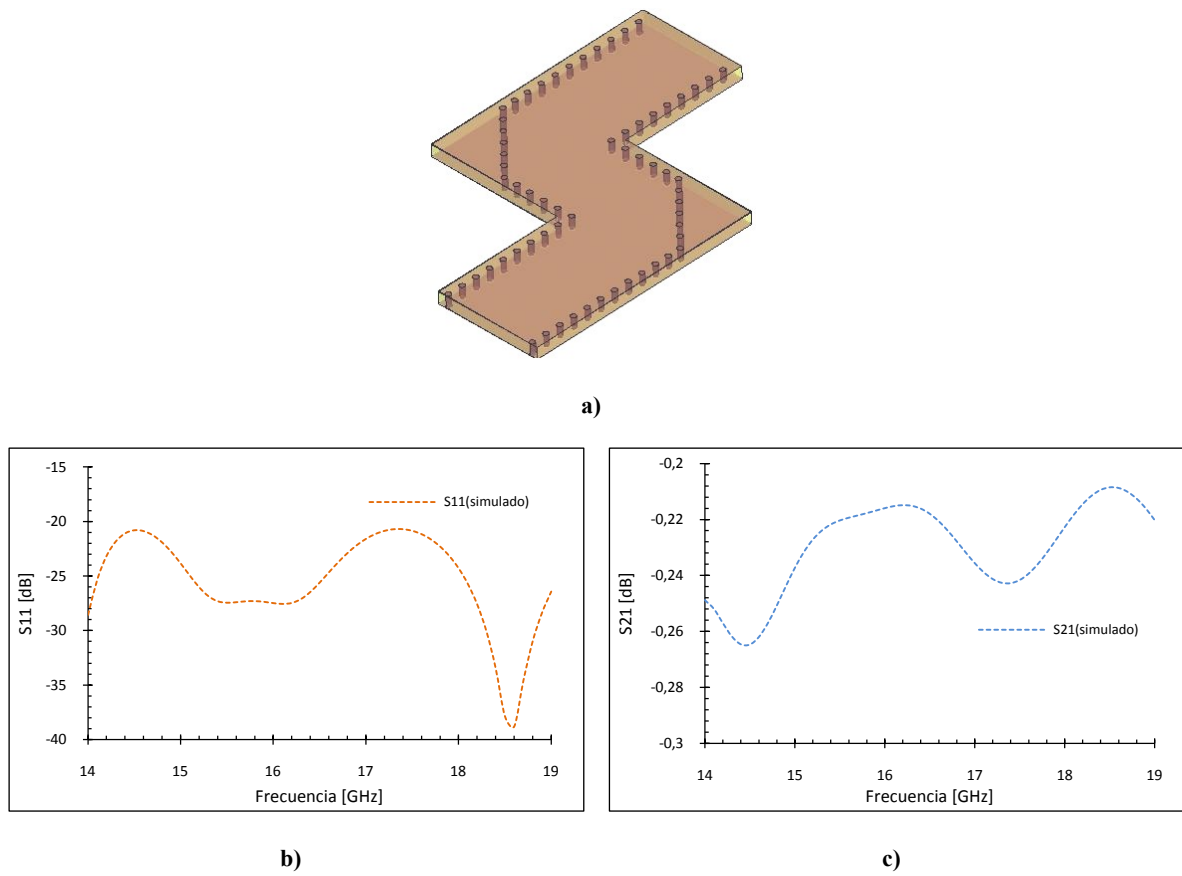


Fig.16. a)Vista 3D codo tipo 1, Resultados de la simulación: b)S₁₁ y c) S₂₁

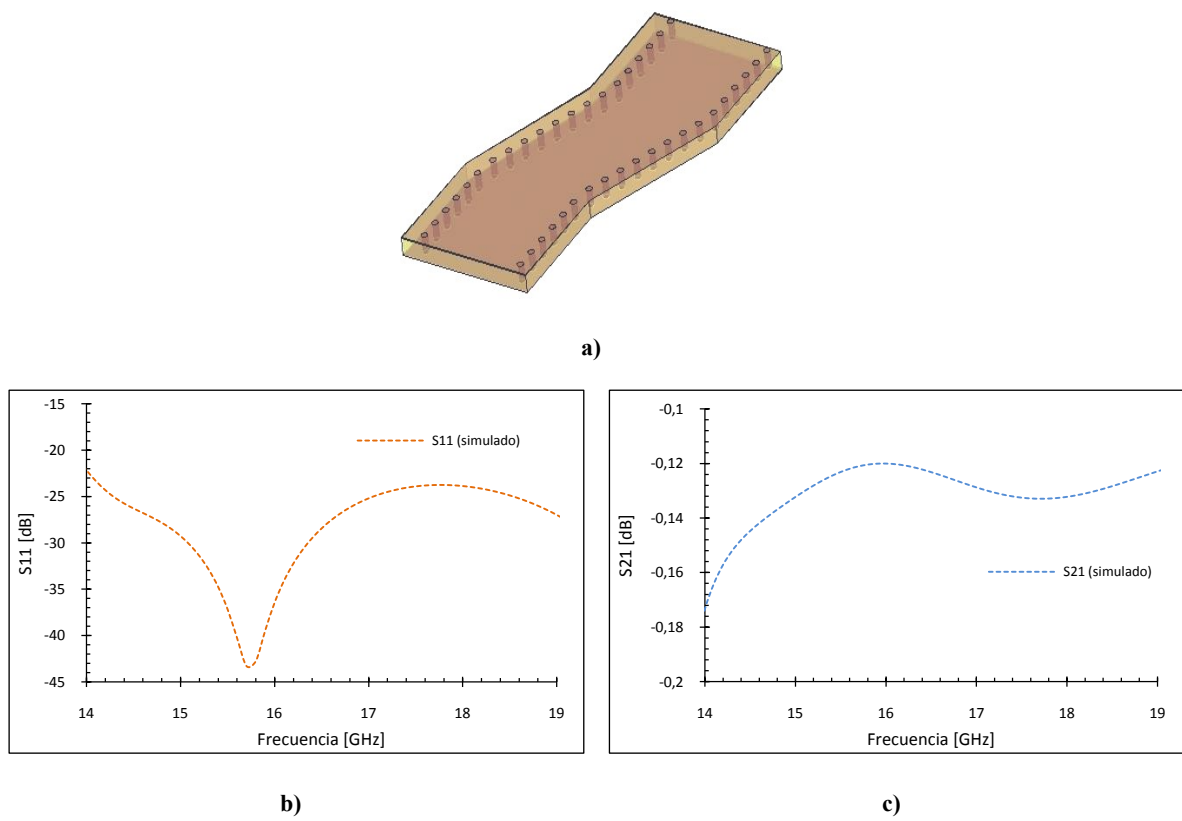


Fig.17. a)Vista 3D codo tipo 2, Resultados de la simulación: b)S₁₁ y c) S₂₁

Para la red de alimentación de la Fig.18a los resultados de la simulación nos proporcionan valores para el parámetro S_{11} menores de -20dB desde 15,5 GHz hasta 18,5GHz aproximadamente como se puede ver en la Fig.18b; mientras que para los parámetros S_{21} , S_{31} , S_{41} , S_{51} , S_{61} , S_{71} , S_{81} , S_{91} tenemos valores cercanos a -9,6dB como se presenta en la Fig.18c, donde las diferencias en los resultados se deberían a la densidad del mallado utilizado.

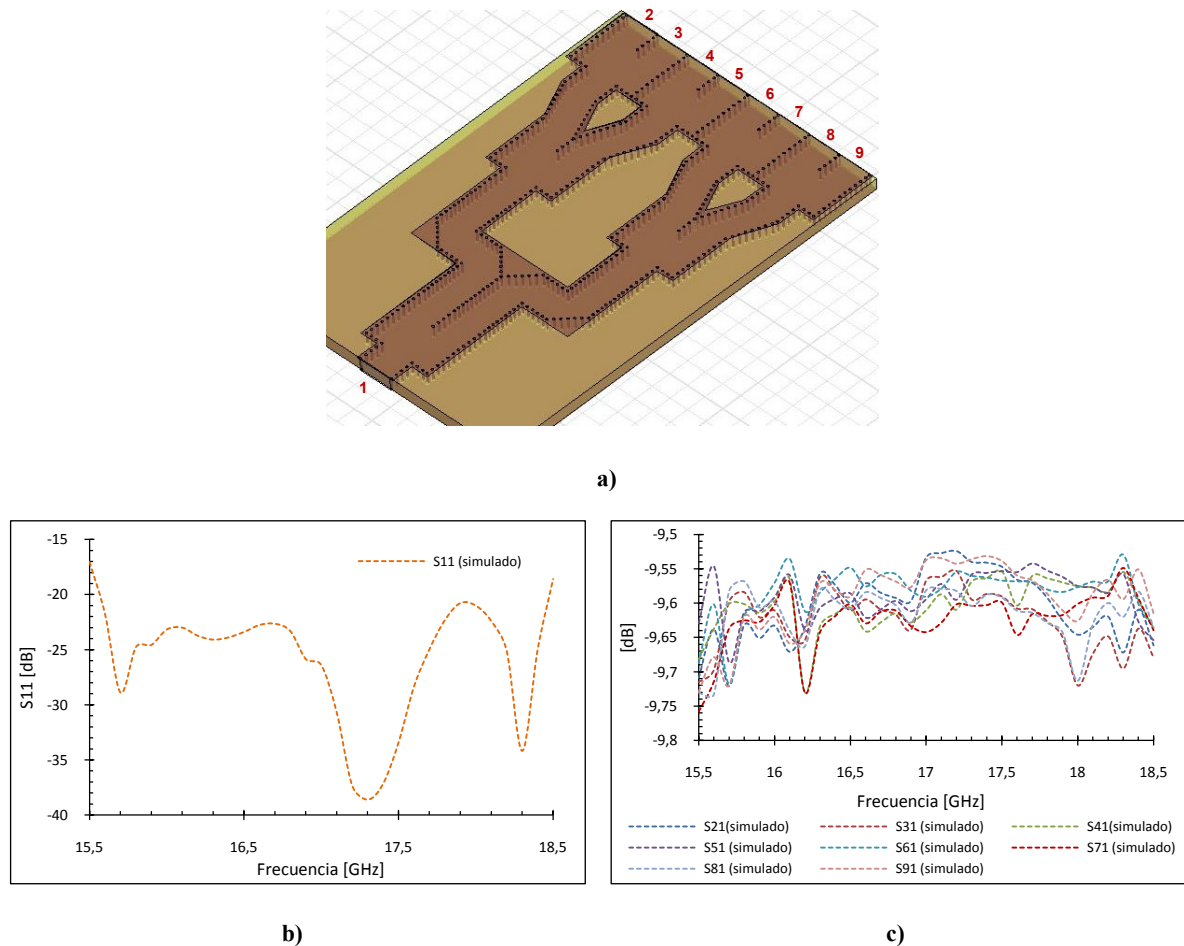
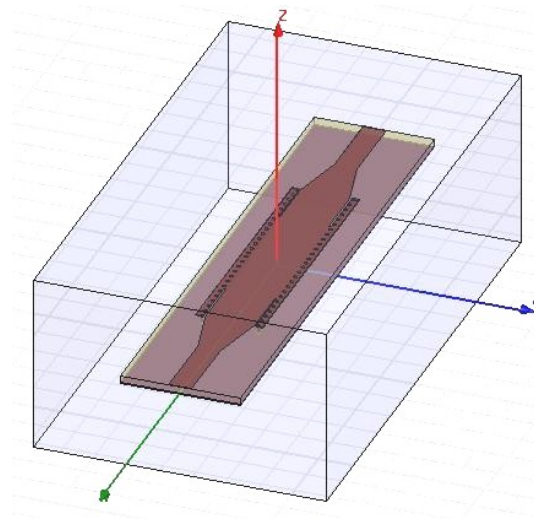


Fig.18. a)Vista 3D red de divisores, Resultados de la simulación: b) S_{11} y c) S_{21} - S_{91}

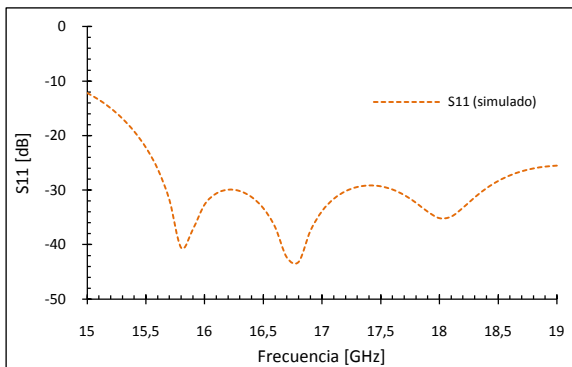
III.2. Transición Microstrip - SIW

El material utilizado presenta permitividad de $\epsilon_r=2.2$, altura $h=1,143$ mm, además el ancho de la guía será 9,11mm con via holes de radio $r=0,5$ mm y separación $s=1,5$ mm.

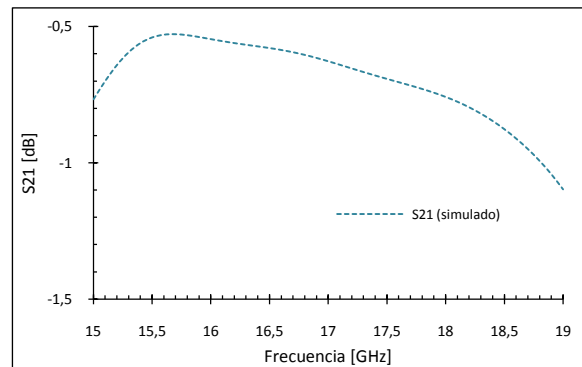
Para la simulación con HFSS, la transición se encuentra rodeada de aire (Fig. 19a) utilizando los criterios presentados en [26]; luego de realizar un conjunto de análisis paramétricos con las dimensiones geométricas de la transición tenemos que, con valores de $l_{rct}=8,4$ mm, $a_{rct}=0,25$ mm, $l_{tr}=8,3$ mm y $a_{tr}=1,928$ mm las pérdidas de retorno e inserción se encuentran dentro de un margen aceptable con niveles de $S_{11} \leq -20$ dB y $S_{21} \approx -0,75$ dB en un rango de frecuencias de 15,5GHz a 19GHz como se observa en las Fig. 19b-19c.



a)



b)



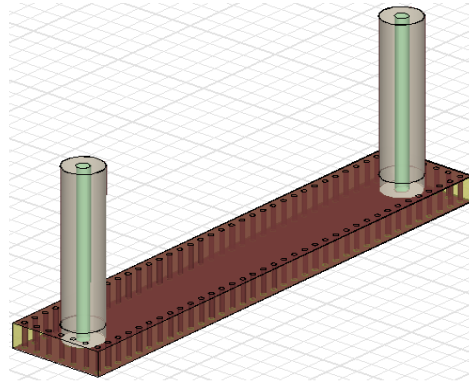
c)

Fig.19. a) Transición Microstrip-SIW, Resultados de la simulación para los parámetros b) S_{11} y c) S_{21} .

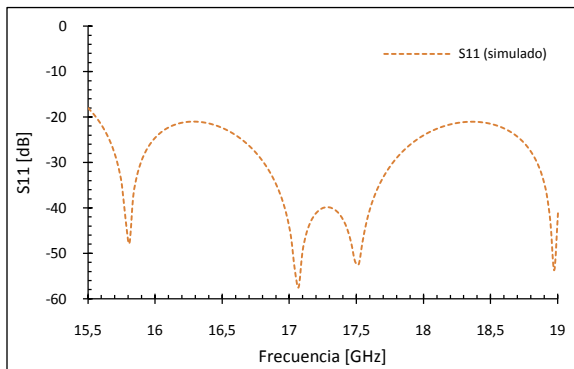
III.3. Transición Coaxial - SIW

Para las simulaciones de esta transición, se utiliza un substrato de espesor $h=3,175\text{mm}$ de permitividad $\epsilon_r=2,2$; ancho de la guía de $9,11\text{mm}$, via holes de radio $r=0,5\text{mm}$ y separación $s=1,5\text{mm}$. Las dimensiones geométricas utilizadas para realizar el análisis paramétrico y conseguir resultados favorables son h_{in} y d_{in} .

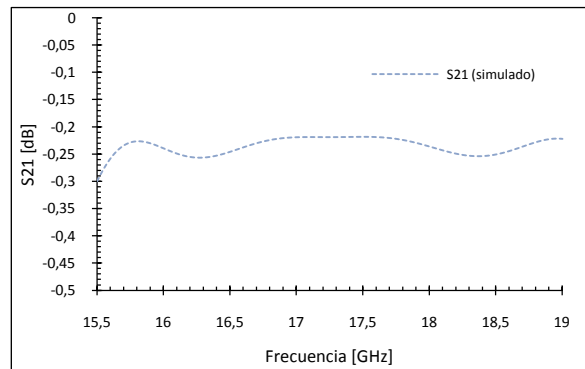
En la Fig.20a se observa el esquema 3D de la transición simulada para valores de $h_{in}=1,9\text{mm}$ y $d_{in}=3\text{mm}$. Los resultados presentan valores de menores de $S_{11} \leq -20\text{dB}$ y S_{21} entre $-0,2$ y $-0,3$ dB en un rango de frecuencias de $15,5$ GHz a 19GHz como se observa en las Fig. 20b-20c.



a)



b)

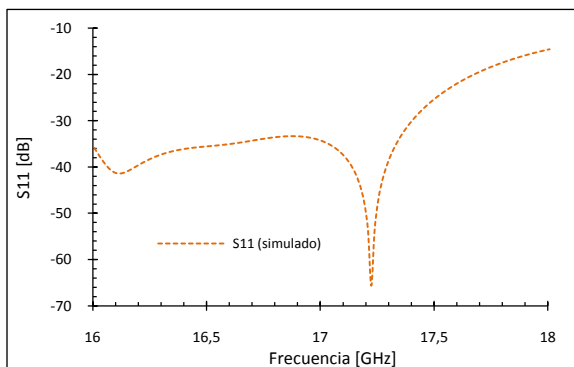


c)

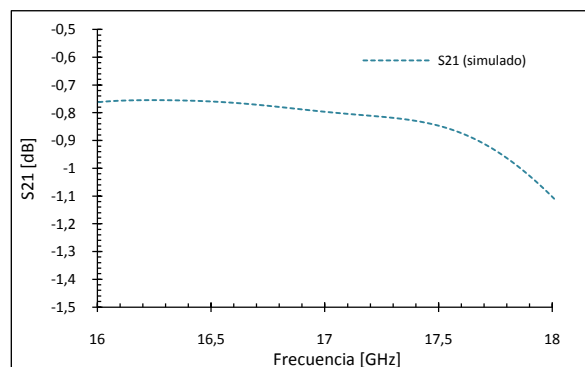
Fig.20. a) Transición Coaxial-SIW, Resultados de la simulación para los parámetros b) S_{11} y c) S_{21} .

III.4. Transición entre dos Guías SIW (Acoplo por Ranura)

Luego de realizar un análisis paramétrico de las variables $dist_x$ y $long_y$, los valores con los cuales se ha conseguido pérdidas de retorno e inserción adecuadas en un ancho de banda mayor del 10%, son $dist_x=0,42\lambda_g$, $long_y=0,3\lambda_g$. En la Fig. 21 se presentan los resultados para la transición propuesta en la Fig. 12b.



a)



b)

Fig.21. Resultados de la simulación para los parámetros a) S_{11} y b) S_{21} .

III.5. Antenas

Debido al coste computacional necesario para la simulación de una estructura basada en SIW con HFSS, los primeros procesos de optimización para conseguir que el parámetro S_{11} sea menor de -20dB a 17GHz se realizan con una guía clásica rellena de dieléctrico. Así, a partir de los valores teóricos de las dimensiones de las ranuras, se realizan análisis paramétricos para la agrupación de la Fig. 22a, los valores que se obtengan de estas simulaciones, serán utilizados después en la implementación de la agrupación en SIW (Fig. 23a). En la Tabla 1 tenemos un resumen de los valores que se han obtenido en todo este proceso. En las Fig. 22b y Fig. 23b se presentan los resultados de la simulación para el parámetro S_{11} para guía clásica y SIW respectivamente.

Parámetro	Teórico [mm]	Guía Clásica [mm]	Guía SIW [mm]
b	6	6,68	6,7
c	0,42	0,51	0,5
u	0,1	0,18	0,18

Tabla 1: Características geométricas de las ranuras

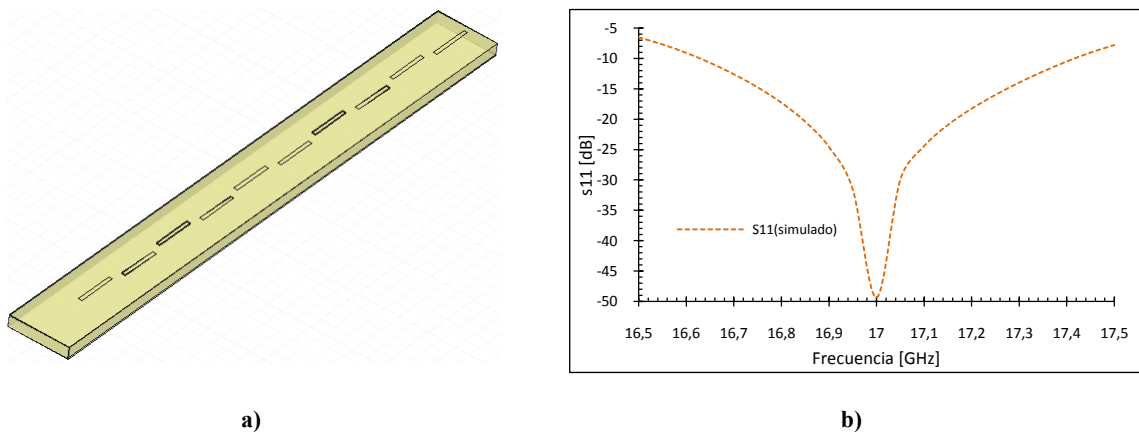


Fig.22. Agrupación de 1x10 en guía clásica: a) Esquema 3D, b) Parámetro S_{11}

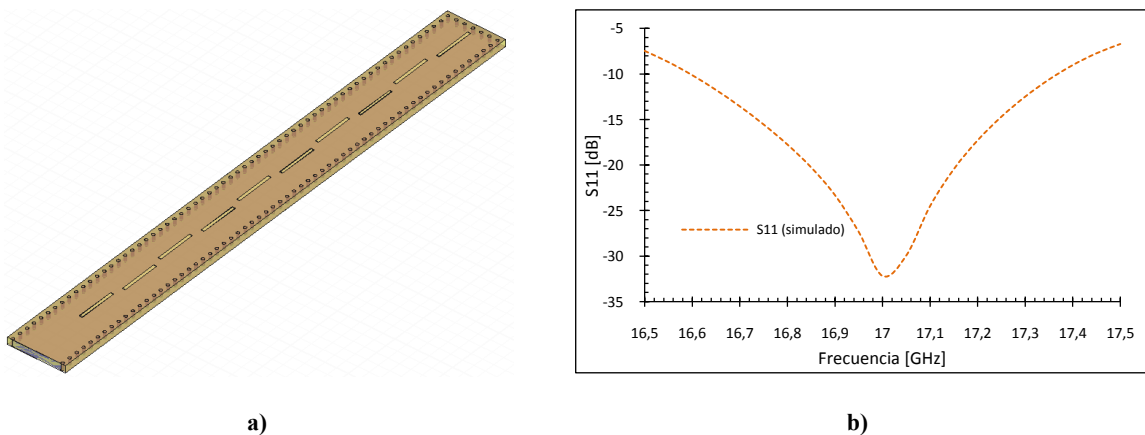


Fig.23. Agrupación de 1x10 en guía SIW: a) Esquema 3D, b) Parámetro S_{11}

Las características geométricas de la agrupación de 1x10 serán la base para la formación de las agrupaciones de 2x10 y 8x10 antenas de ranuras.

III.5.1. Agrupación 2x10

La antena que se presenta en la Fig. 25 está formada por dos agrupaciones de la Fig. 23 unidos por un divisor de potencia. En la estructura final, para mejorar las pérdidas de retorno se han colocado en el divisor dos postes cilíndricos en posiciones simétricas, las coordenadas para la ubicación de los postes son $postl_x$ y $postl_y$ como se observa en la Fig. 24. Las dimensiones que tiene la antena en base a los resultados óptimos de cada una de sus partes se resumen en la Tabla 2.

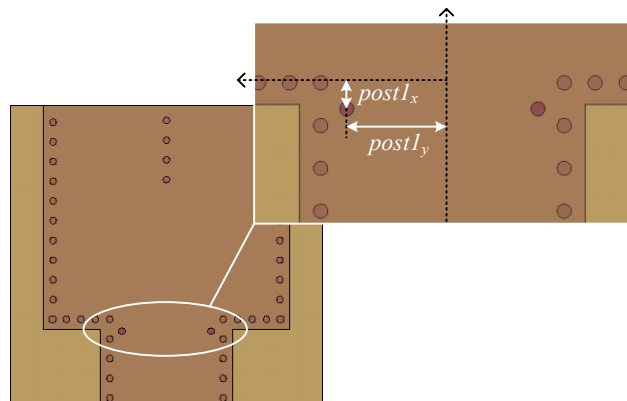


Fig.24. Ubicación de postes utilizados para disminuir las reflexiones de la agrupación 2x10

Dispositivos	Dimensiones
Guía SIW	$r=0,25\text{mm}$, $s=1,5\text{mm}$, $a_{eq}=9,11\text{mm}$
Antena	$b=6,7\text{mm}$, $c=0,5\text{mm}$, $d=0,18\text{mm}$
Divisor de potencia	$L=10,1\text{mm}$, $postl_x=1\text{mm}$, $postl_y=3,38\text{mm}$
Transición Microstrip - SIW	$l_{ret}=8,4\text{mm}$, $a_{ret}=0,25\text{mm}$, $l_{tr}=8,3\text{mm}$, $a_{tr}=1,928\text{mm}$

Tabla 2: Características geométricas de la agrupación 2x10

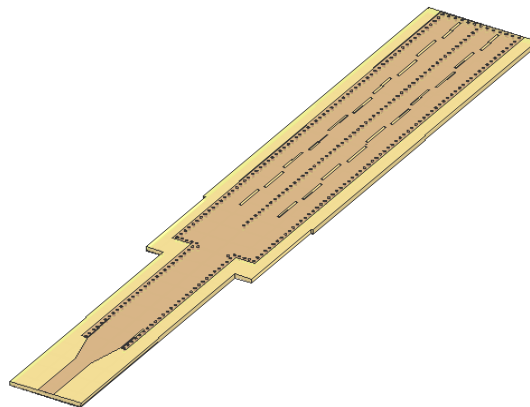


Fig.25. Esquema 3D de una agrupación de antena de ranuras de 2x10

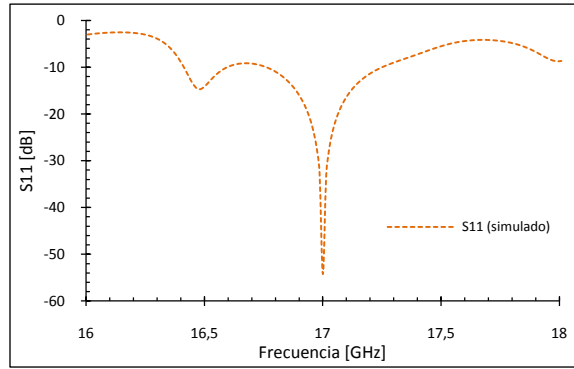
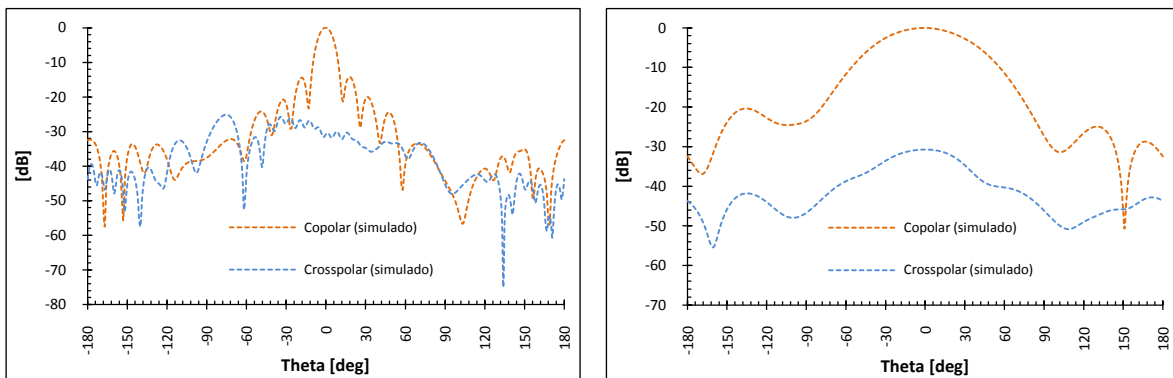


Fig.26. Pérdidas de retorno de la agrupación 2x10

Las pérdidas de retorno Fig. 26 que presenta la antena a 17 GHz es de 50dB aproximadamente y un ancho de banda relativo de 2,8% para $S_{11} \leq -10\text{dB}$. La Fig.27a presenta los diagramas de radiación copolar y crosspolar en plano H, mientras en la Fig. 27b tenemos los diagramas copolar y crosspolar en plano E.



a)

b)

Fig.27. Diagramas de radiación a) en plano H, b) plano E

III.5.2. Agrupación 8x10

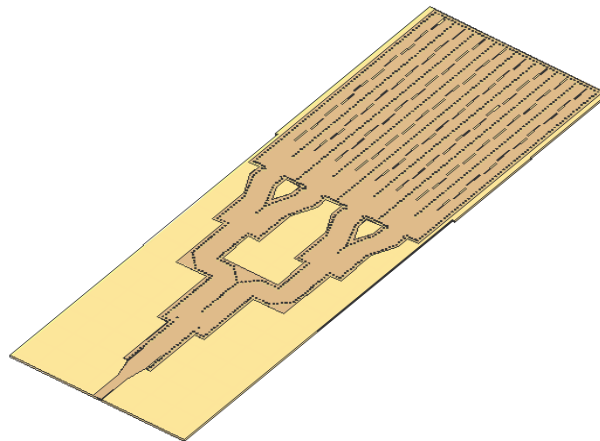


Fig.28. Esquema 3D de una agrupación de antenas de ranuras de 8x10

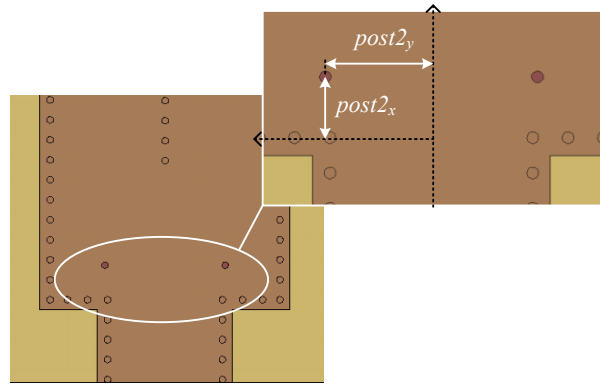


Fig.29. Ubicación de postes utilizados para disminuir las reflexiones de la agrupación 8x10

En la Fig.28 tenemos una vista 3D de la agrupación analizada; donde la alimentación llega por medio de la red diseñada anteriormente. Para obtener niveles adecuados del parámetro S_{11} se han colocado simétricamente dos postes en el divisor de entrada cuyas posiciones $post2x$ y $post2y$ se representan en la Fig. 29.

Dispositivos	Dimensiones
Guía SIW	$r=0,25\text{mm}$, $s=1,5\text{mm}$, $a=9,11\text{mm}$
Antena	$b=6,7\text{mm}$, $c=0,5\text{mm}$, $d=0,18\text{mm}$
Red de alimentación	$L=10,1\text{mm}$, $L_{C1}=13,2\text{mm}$, $C_1=9,11\text{mm}$, $L_{C2}=9,27\text{mm}$, $L_{C3}=3,91\text{mm}$, $post1_x=1\text{mm}$, $post1_y=3,38\text{mm}$, $post2_x=2,5\text{mm}$, $post2_y=4,5\text{mm}$
Transición Microstrip - SIW	$l_{rect}=8,4\text{mm}$, $a_{rect}=0,25\text{mm}$, $l_{tr}=8,3\text{mm}$, $a_{tr}=1,928\text{mm}$

Tabla 3: Características geométricas de la agrupación 8x10

En la Fig. 30 podemos observar los resultados de la simulación para el parámetro S_{11} que presenta valores menores de -10dB en un rango comprendido entre 16,83GHz y 17,14GHz con un ancho de banda relativo de aproximadamente 1,88%; en las Fig. 31a y Fig. 31b se presentan los resultados para los diagramas de radiación en plano H y plano E respectivamente.

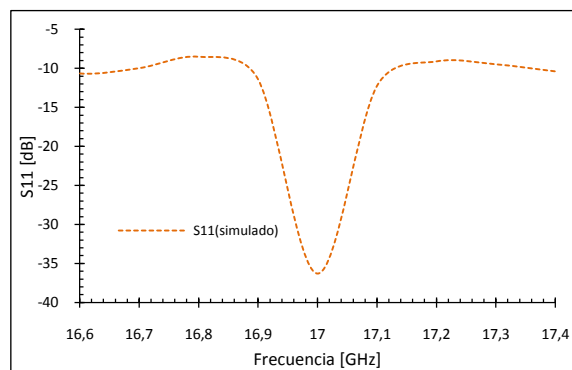


Fig.30. Pérdidas de retorno de la agrupación 8x10

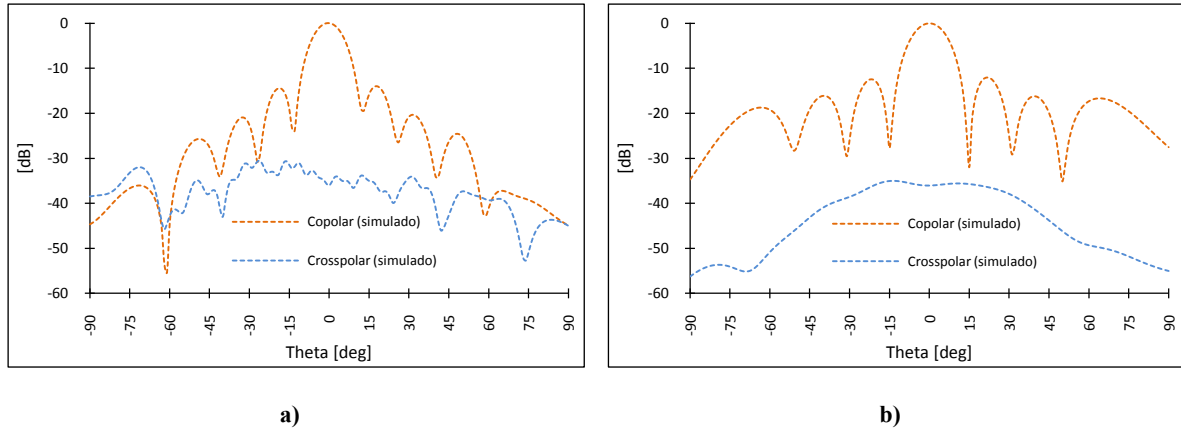


Fig.31. Diagramas de radiación a) en plano H, b) en plano E

III.5.3. Agrupación 8x10 en dos niveles

Con el propósito de disminuir el tamaño de la agrupación de antenas de 8x10, para el siguiente dispositivo se utiliza la transición entre guías SIW (acoplo por ranura) cuyos resultados fueron presentados anteriormente, dando como resultado un prototipo de dos capas como se observa en la Fig. 32.

Dispositivos	Dimensiones
Guía SIW	$r=0,25\text{mm}$, $s=1,5\text{mm}$, $a=9,11\text{mm}$
Antena	$b=6,7\text{mm}$, $c=0,5\text{mm}$, $d=0,18\text{mm}$
Red de alimentación	$L=10,1\text{mm}$, $L_{C1}=13,2\text{mm}$, $C_1=9,11\text{mm}$, $L_{C2}=9,27\text{mm}$, $L_{C3}=3,91\text{mm}$, $post1_x=1\text{mm}$, $post1_y=3,38\text{mm}$, $post2_x=2,5\text{mm}$, $post2_y=4,5\text{mm}$
Transición Microstrip - SIW	$l_{ret}=8,4\text{mm}$, $a_{ret}=0,25\text{mm}$, $l_{it}=8,3\text{mm}$, $a_{it}=1,928\text{mm}$
Transición SIW - SIW	$dist_x=7,06\text{mm}$, $long_x=0,56\text{mm}$, $long_y=5\text{mm}$

Tabla 4: Características geométricas de la agrupación 8x10 en doble capa

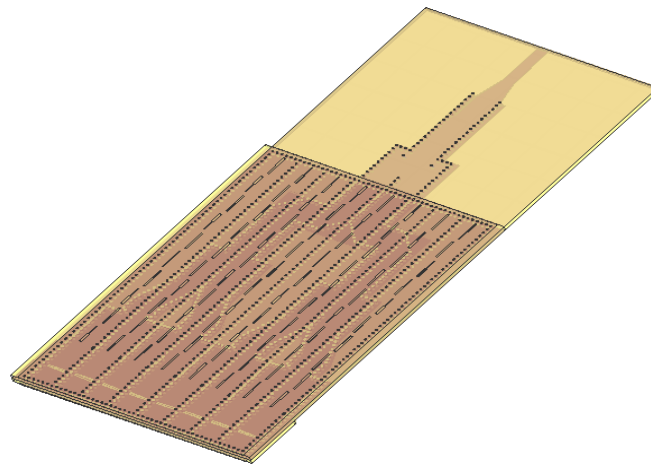


Fig.32. Esquema 3D de una agrupación de antenas de ranuras de 8x10 doble capa

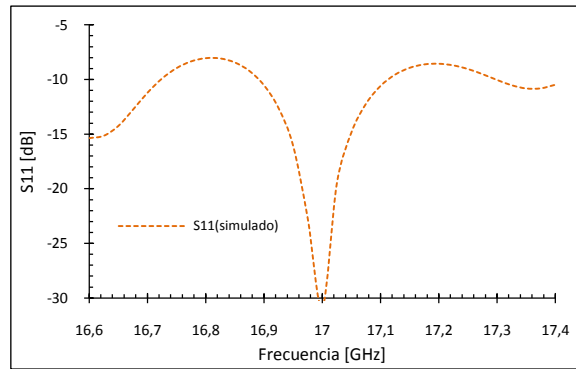
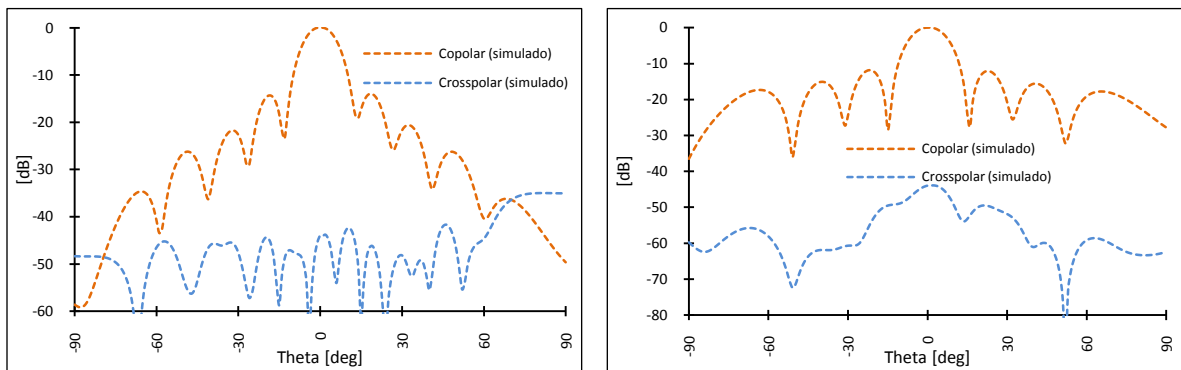


Fig.33. Pérdidas de retorno de la agrupación 8x10 en dos niveles

En la Fig. 33 podemos ver valores menores que -10dB en un rango de 16,85 hasta 17,18 GHz con un ancho de banda relativo de 1,8%; y en las Fig.34a-34b observamos los diagramas de radiación copolar y crosspolar tanto en plano H como en plano E.



a)

b)

Fig.34. Diagramas de radiación a) en planoH; b) en plano E

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

En esta sección se presentan los resultados de las mediciones realizadas a los prototipos (transiciones y agrupaciones de antenas) construidos.

IV.1. Transición Coaxial - SIW

En base a los resultados presentados en la simulación, se realiza la construcción de la transición para comprobar sus prestaciones; en la Fig. 35 se presenta la fotografía de la transición fabricada; mientras que en la Fig. 36a se puede observar los resultados medidos en el prototipo construido los cuales muestran un parámetro S_{11} menor de -10dB en un rango comprendido entre 15,5GHz y 19GHz.

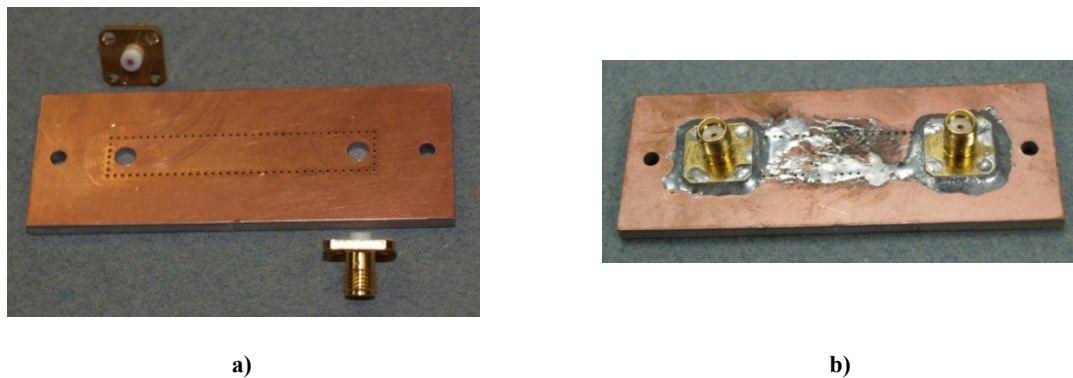


Fig.35. a) Construcción del prototipo, b) Prototipo final

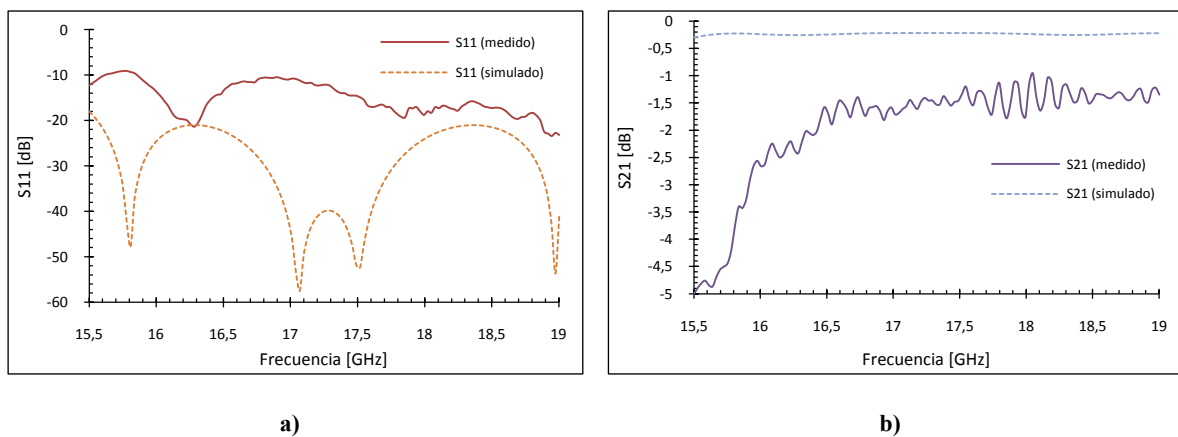


Fig.36. Resultados simulados y experimentales a) S_{11} , b) S_{21}

Para el parámetro S_{21} tenemos que los resultados prácticos presentan valores alrededor de -1.5dB desde 16,5GHz hasta 19GHz como se ve en la Fig.36b.

Dado que el proceso de fabricación está sujeto a errores por la falta de exactitud al cortar los conectores que se introducen en el dieléctrico, así como también la falta de precisión al taladrar la

distancia de penetración; las pérdidas de inserción y retorno medidas difieren de los resultados proporcionados por las simulaciones como se observa en las gráficas de las Fig. 36a y Fig. 36b.

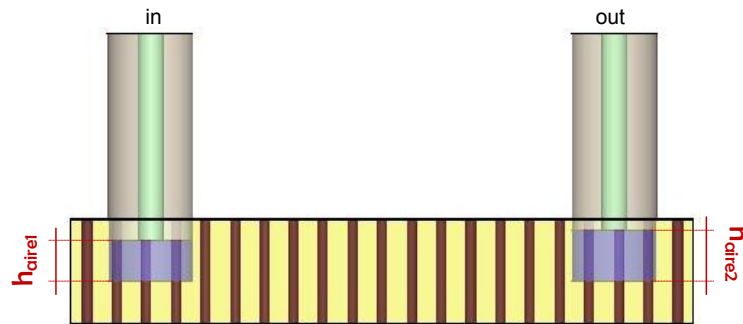


Fig.37. Representación de una transición Coaxial-SIW con problemas de fabricación

Con el propósito de analizar los problemas que se pueden presentar en el proceso de fabricación, se realizan simulaciones considerando el esquema de la Fig.37 donde se representa el posible error que puede producirse al cortar los conductores; si la distancia que se recorta es menor que h_{in} puede quedar un gap de aire dentro del dieléctrico con alturas (h_{aire1} y h_{aire2}), en la Fig.38 se presentan las simulaciones para los parámetros S_{11} y S_{21} considerando que existen gaps de aire según la Tabla 5.

h_{aire1}	h_{aire2}
0 mm	0 mm
0 mm	0,1 mm
0,1 mm	0,1 mm

Tabla 5: Valores para los gaps de aire.

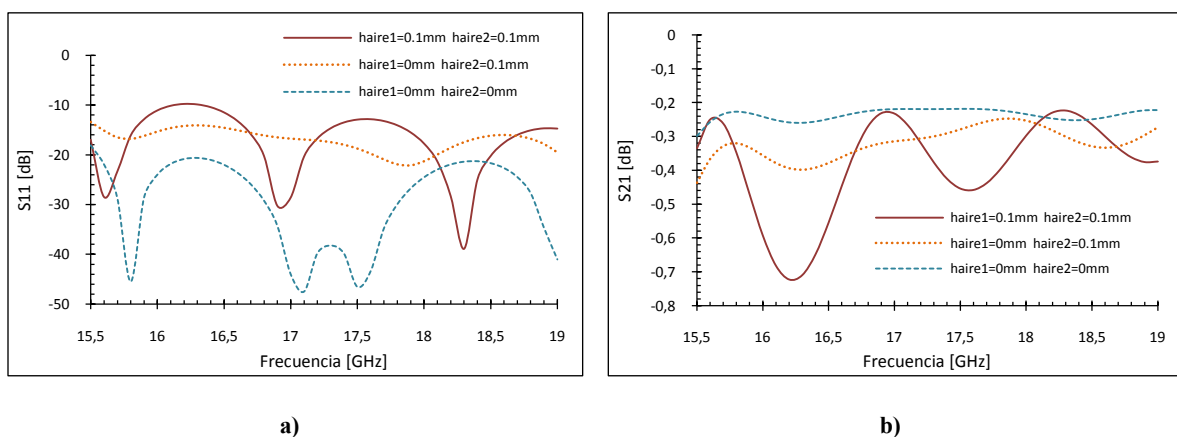


Fig.38. Resultados de la simulación para los parámetros a) S_{11} , b) S_{21} .

Como se observa en las Fig. 38a y Fig.38b, en base a los resultados de las simulaciones se demuestra que existe una dependencia de las medidas con las tolerancias de fabricación, lo que justifica los resultados experimentales obtenidos.

IV.2. Transición entre dos Guías SIW (Acoplo por Ranura)

Para realizar las mediciones, ha sido necesario utilizar la transición entre guía SIW y microstrip diseñada anteriormente. En la figura Fig.39a-39c tenemos las fotografías de la transición con el mecanismo adaptado para la sujeción de las dos placas.

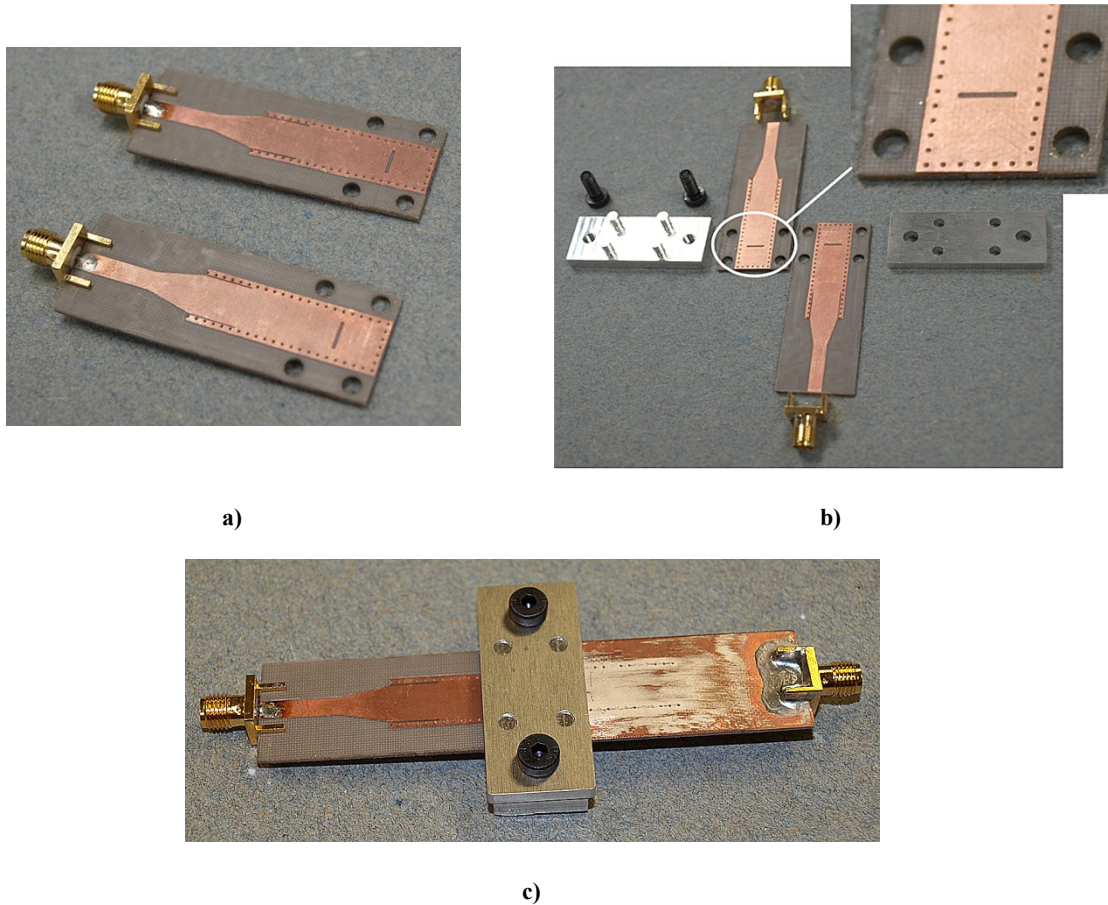


Fig.39. a) Capas de la transición, b) Elementos para unir la transición y c) Prototipo final

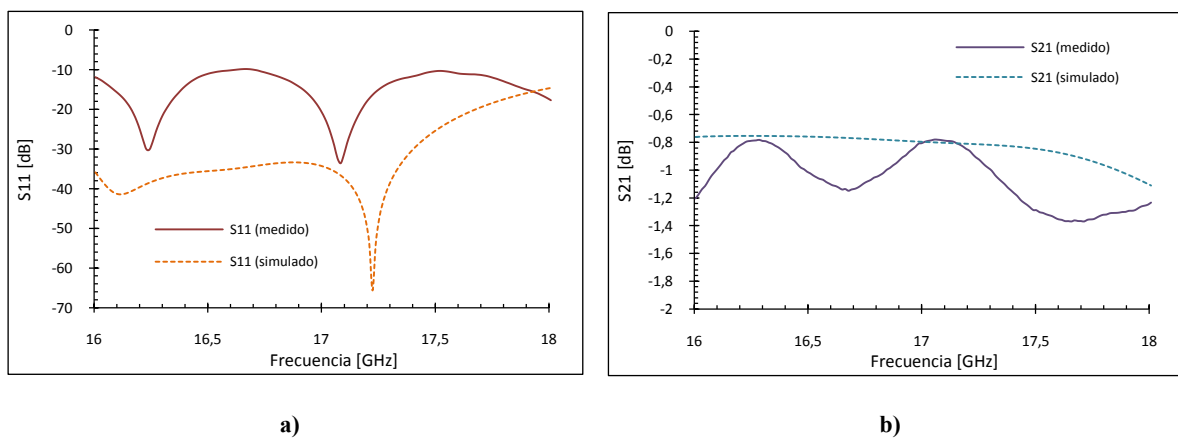


Fig.40. Resultados experimentales y simulados a) Parámetro S_{11} y b) S_{21} .

En la Fig.40 podemos ver los resultados de la simulación y medidos en el laboratorio para frecuencias desde 16GHz hasta 18GHz; las mediciones muestran pérdidas de retorno mayores de 10dB con pérdidas de inserción alrededor de 1dB. Los efectos de la transición SIW microstrip pueden ser minimizados utilizando técnicas de calibración TRL con lo cual se mejorará las pérdidas de retorno.

IV.3. Antenas

Se ha construido y medido una agrupación de 2x10 antenas de ranura como se puede ver en la fotografía de la Fig. 41 la cual opera a una frecuencia de 17GHz.



Fig.41. Fotografía del prototipo de una antena de ranuras de 2x10

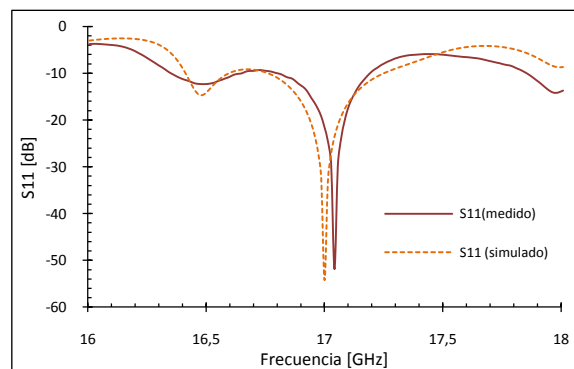


Fig.42. Pérdidas de retorno de la agrupación 2x10

Como resultado de las mediciones las pérdidas de retorno que presenta la antena a 17 GHz es de 22dB aproximadamente y un ancho de banda relativo de 2,22% para $S_{11} \leq -10\text{dB}$. Como se observa en la Fig.42 existe un desplazamiento de 0,04GHz de la frecuencia central. Las Fig.43a-43b presentan los diagramas de radiación copolar y crosspolar en plano H, mientras en las Fig. 43c-43d tenemos los diagramas copolar y crosspolar en plano E.

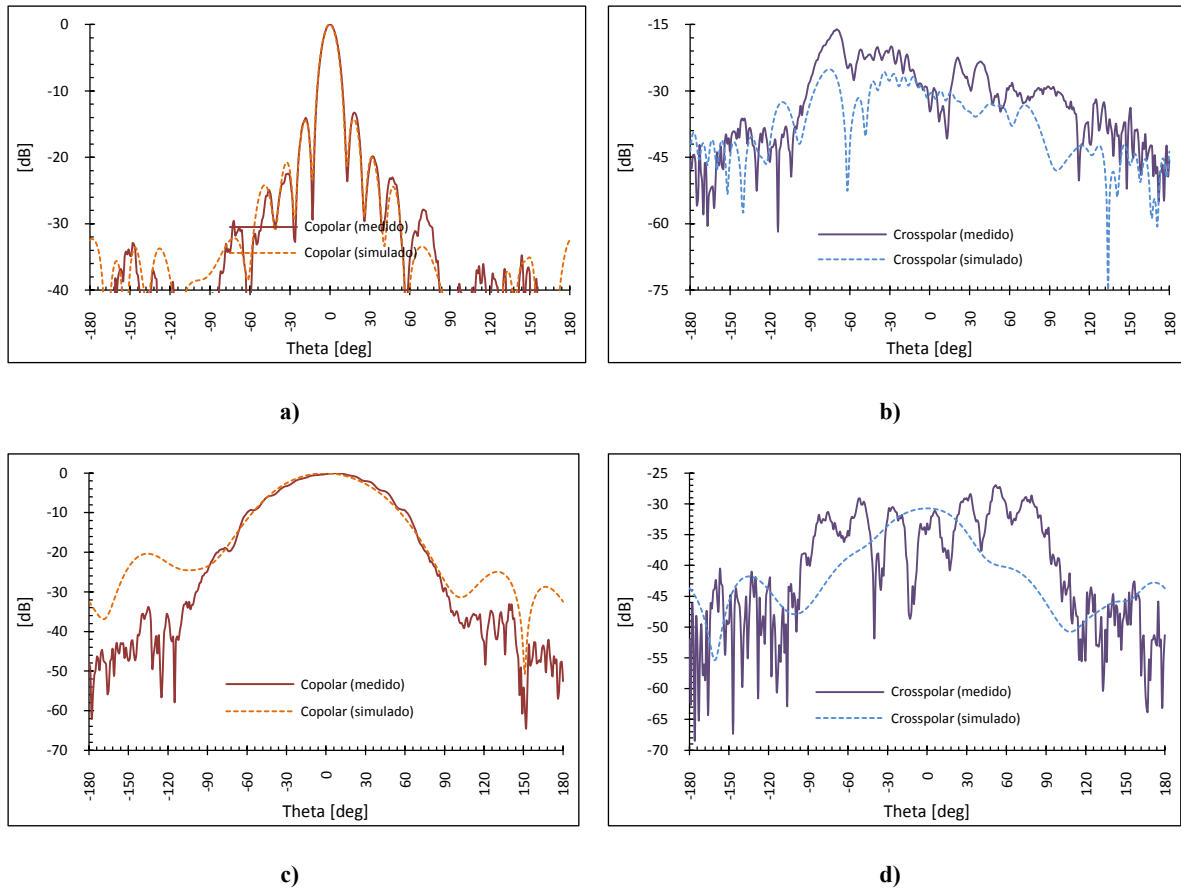


Fig.43. Diagramas de radiación a) Copolar en plano H, b) Crosspolar en plano H, c) Copolar en plano E y d) Crosspolar en plano E

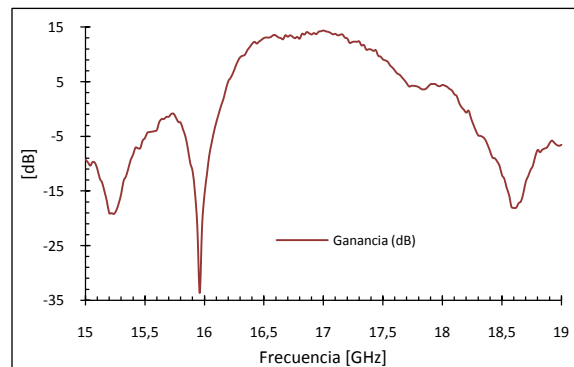
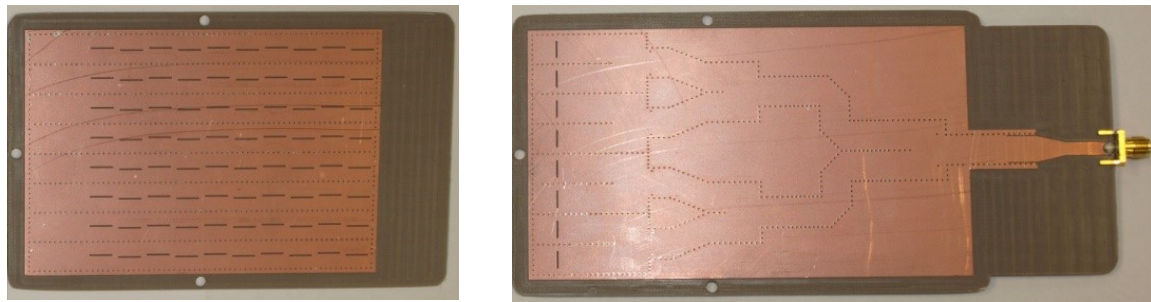


Fig.44. Ganancia medida para la agrupación 2x10

En la Fig. 44 se observa los resultados medidos de la ganancia para un rango comprendido entre 15 a 19GHz, donde tenemos valores mayores de 13dB en una banda del 4%.

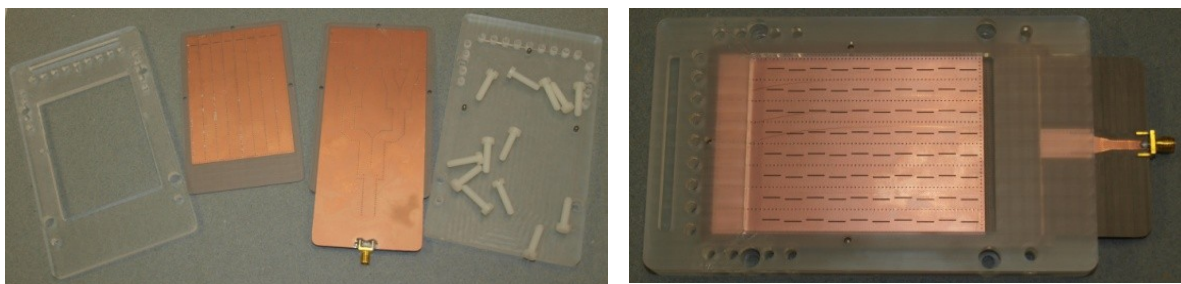
Otro de los prototipos fabricados se presenta en la Fig.45. En la capa superior (Fig. 45a) podemos visualizar la agrupación de ranuras; mientras que en la capa inferior (Fig. 45b) se encuentra la red de alimentación formada por siete divisores de potencia, la alimentación llega a

cada agrupación longitudinal de la antena por medio de las ranuras que se pueden ver al final de la red de alimentación (transición entre guías SIW).



a) b)
Fig.45. Prototipo fabricado: a) capa superior, b) capa inferior

Para conseguir el mejor acoplo entre las ranuras de la transición entre guías SIW se ha fabricado una estructura adicional para el montaje de la antena como se observa sus partes en la Fig.46a y el ensamblado final en la Fig. 46b.



a) b)
Fig.46. a) Elementos adicionales , b) Prototipo final

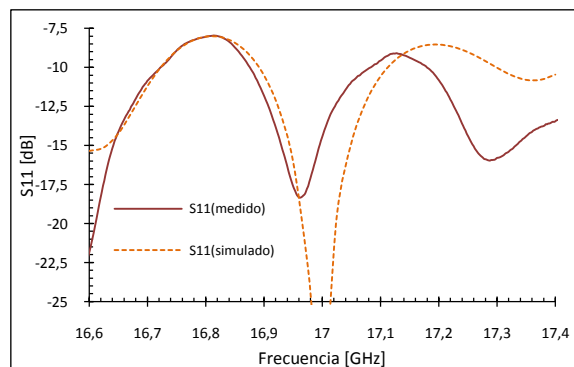


Fig.47. Pérdidas de retorno de la agrupación 8x10 en dos niveles

En la Fig. 47 podemos ver que el parámetro S_{11} medido presenta valores menores que -10dB en un rango de frecuencias desde 16,878 hasta 17,082 GHz lo que da como resultado un ancho de banda relativo de 1,2%; adicionalmente se puede observar un desplazamiento de la frecuencia central de 38MHz (0,22%).

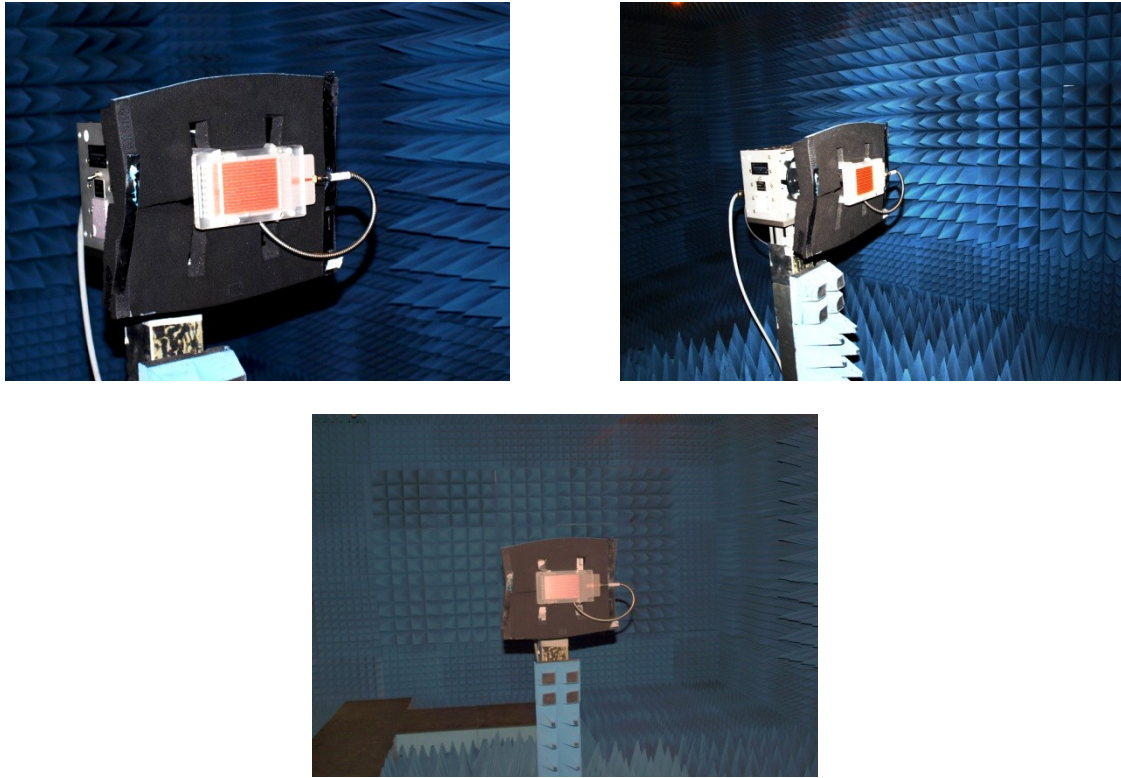


Fig.48. Montaje en la cámara anecoica

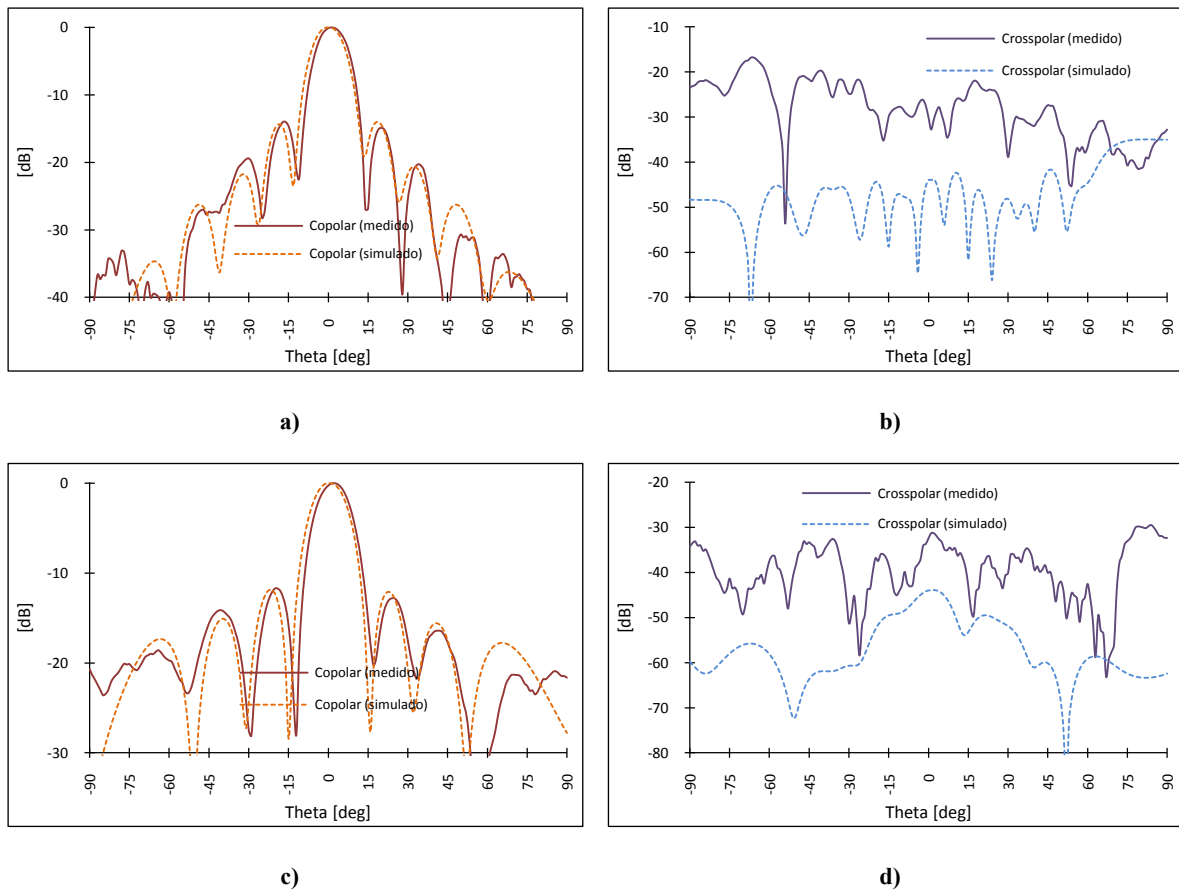


Fig.49. Diagramas de radiación a) Copolar y b) Crosspolar en plano H; c) Copolar y d) Crosspolar en plano E

En las Fig. 49a - Fig.49d observamos los diagramas de radiación copolar y crosspolar tanto en plano H como en plano E. En la Fig.50 se observa los resultados medidos de la ganancia para un rango comprendido entre 16 a 18GHz, donde tenemos valores mayores de 18dB en una banda del 4,4%.

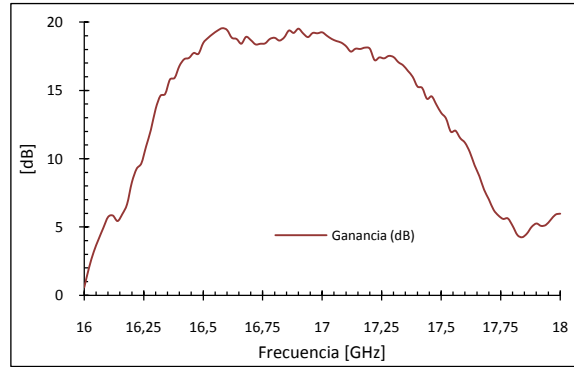
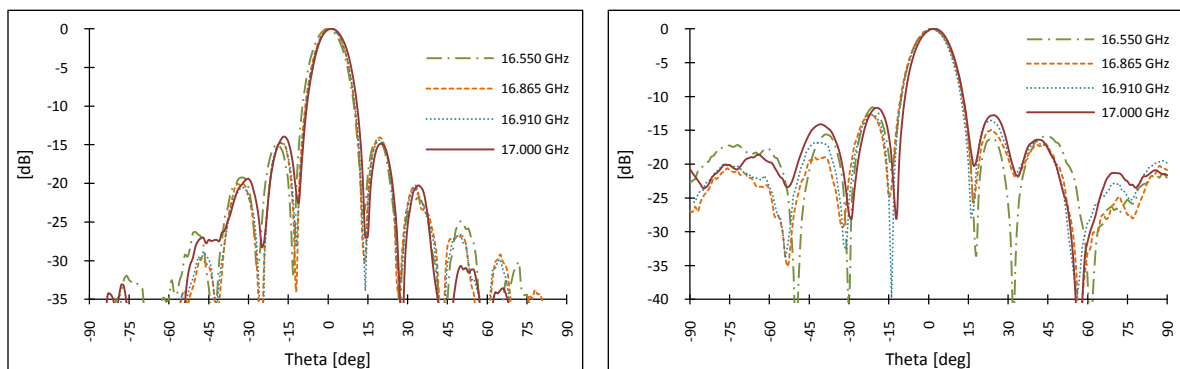


Fig.50. Ganancia medida para una agrupación 8x10 en dos niveles

Con el propósito de analizar el comportamiento de la antena en frecuencias donde la ganancia presenta valores alrededor de 19dB, se presentan gráficos para tres frecuencias diferentes en los cuales los diagramas de radiación presentan resultados favorables (Fig. 43); en la Tabla 6 tenemos un resumen con los valores calculados y medidos para directividad, nivel de lóbulo principal a secundario (NLPS) y ganancia a cada frecuencia.

Frecuencia [GHz]	Ganancia [dB]	Directividad [dB]	NLPS [dB]
16,55	19,2	23,03	14,28
16,865	19,2	23,04	14,1
16,91	19,1	23,36	14,4
17	19,2	23,18	14

Tabla 6: Valores de ganancia, directividad y NLPS



a)

b)

Fig.51. Diagramas de radiación medidos a) plano H , b) plano E

CONCLUSIONES

A lo largo de este trabajo se han diseñado y construido varios dispositivos en tecnología de guía de ondas integradas en sustrato (Substrate Integrated Waveguide “SIW”), que brinda grandes ventajas como lo es su bajo coste, tamaños reducidos y facilidad de fabricación. Las medidas de los prototipos construidos han confirmado su adecuado diseño.

El objetivo principal del trabajo era el diseño de una agrupación de ranuras en guía resonante a 17 GHz con directividad mayor de 22 dB. Para ello se ha ido diseñando los diferentes elementos que componían la antena. Una ranura situada longitudinalmente en la cara ancha de la guía SIW ha sido propuesta como elemento radiante de la agrupación. Un primer diseño de una agrupación de 2x10 elementos se diseñó y construyó. Para ello se diseñó a su vez una red de alimentación en SIW consistente en un divisor de potencia balanceado de uno a dos. Medidas de las pérdidas de retorno a la entrada y diagramas de radiación mostraron resultados muy similares a las simulaciones previstas. Las pérdidas de retorno medidas presentaron un ancho de banda del orden del 2,2%, y la ganancia medida fue del orden de 15 dB en un margen del 4% de frecuencia.

El diseño de transiciones de coaxial a SIW ha sido necesario y para este fin se han propuesto dos transiciones. Una primera estaba compuesta por una doble transición, de coaxial a microstrip y de microstrip a SIW. Niveles mejores de -30 dB de adaptación se consiguieron en simulación. Medidas posteriores confirmaron su adecuado diseño. Una segunda transición directa de coaxial a SIW se propuso y midió de forma aislada. Niveles de pérdidas de retorno mayores de 10 dB se pudieron medir en una doble transición coaxial-SIW-coaxial. Las tolerancias de fabricación explicaban las diferencias entre simulaciones y medidas como se demostró posteriormente.

Para la alimentación de la agrupación final de 8x10 elementos una red de alimentación en árbol tuvo que ser diseñada. Los elementos de esta red se diseñaron de forma independiente exigiéndole a cada uno un nivel de adaptación mejor de -20 dB. Divisores de uno a dos y elementos de conexión entre los divisores como codos en SIW han sido los diferentes elementos diseñados para esta red. Pérdidas de retorno mayores de 25 dB se han obtenido en simulaciones así como pérdidas de inserción del orden de 9,6 dB en todos los accesos de salida a la frecuencia de 17 GHz con un ancho de banda mucho mayor al requerido por la antena. Para poder reducir el tamaño de la antena la red de alimentación se ubicó en la parte posterior de las SIW radiantes, lo que obligó a diseñar una transición de SIW a SIW situadas en diferentes niveles. Se propuso una ranura de acoplo entre estas dos SIW como transición, para lo cual se optimizó las dimensiones y posición de la misma. Se construyó un prototipo con esta transición para validar el diseño propuesto, pudiéndose medir niveles de pérdidas de retorno de 20 dB a 17 GHz y pérdidas de inserción de 0,8 dB a esa misma frecuencia.

Finalmente se construyó la antena completa de 8x10 elementos con la red de alimentación de uno a ocho ubicada en un segundo nivel. Se consiguió una antena compacta de 10x7 cm presentando sus medidas un más que aceptable resultado. Se midió un ancho de banda relativo de 1,2% (desde 16,878 hasta 17,082 GHz) sobre un nivel de -10dB en el S_{11} . Una ganancia de 19,2 dB y una directividad de 23,2 dB han sido medidas. Los diagramas de radiación medidos tanto en plano E como en plano H presentan una excelente similitud con respecto a los diagramas simulados. Niveles de lóbulos secundarios a principal mayores de 14 dB se han conseguido como se había propuesto.

El desarrollo y resultados conseguidos en parte del presente trabajo ha sido aceptado para la European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2010) que tendrá lugar en Barcelona en abril de 2010, con el título "A SIW Slot Array Antenna in Ku Band" (Anexo 1).

Un segundo artículo titulado "Two Layer Slot-Antenna Array in SIW Technology" (Anexo 2) ha sido enviado a European Microwave Conference (EuMW2010) que tendrá lugar en Paris en septiembre de 2010, estando pendiente de su aceptación.

Además, se colaboró en la preparación de dos artículos que esperan su aceptación. El primero se titula "A Compact Directional Coupler with Substrate Integrated Waveguide in Ku Band", y el segundo "Compact Substrate Integrated Waveguide Directional Couplers in Ku and K Bands" los cuales han sido enviados a la revista Microwave and Optical Technology Letters y a EuMW2010 respectivamente.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Educación y Ciencia de España bajo el proyecto TEC2007-6698-C04-03 y la Secretaría Nacional de Ciencia y Tecnología (SENACYT) de Ecuador.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] W. Ke, D. Deslandes, and Y. Cassivi, "- The substrate integrated circuits - a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics," *Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, TELSIKS. 6th Int. Conf.*, vol. - 1, pp. - III-P-X vol.1, 2003.
- [2] D. Deslandes and W. Ke, "- Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters," vol. - 51, pp. - 596, 2003.
- [3] D. Deslandes and K. Wu, "- Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. - 11, pp. - 70, 2001.
- [4] A. Ali, F. Coccetti, H. Aubert, and N. J. G. Fonseca, "- Novel multi-layer SIW broadband coupler for Nolen matrix design in Ku band," vol. -, pp. - 4, 2008.
- [5] Y. Cassivi and K. Wu, "- Low cost microwave oscillator using substrate integrated waveguide cavity," vol. - 13, pp. - 50, 2003.
- [6] L. Bing, H. Wei, Z. Yan, T. Hong Jun, Y. Xiaoxin, and W. Ke, "- Half Mode Substrate Integrated Waveguide 180°; 3-dB Directional Couplers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. - 55, pp. - 2592, 2007.
- [7] T. Ke-jun and X.-z. Luan, "- Compact directional coupler based on substrate integrated waveguide," vol. -, pp. - 4, 2009.

- [8] A. J. Farrall and P. R. Young, "- Integrated waveguide slot antennas," *IEEE Electronics Letters*, vol. - 40, pp. - 975, 2004.
- [9] H. Wei, "- Development of microwave antennas, components and subsystems based on SIW technology," vol. - 1, pp. - 14, 2005.
- [10] Y. Li, H. Wei, H. Guang, C. Jixin, W. Ke, and C. Tie Jun, "- Simulation and experiment on SIW slot array antennas," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. - 14, pp. - 448, 2004.
- [11] C. Shi, H. Yousef, and H. Kratz, "- 79 GHz Slot Antennas Based on Substrate Integrated Waveguides (SIW) in a Flexible Printed Circuit Board," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. - 57, pp. - 71, 2009.
- [12] H. ZhargCheng, H. Wei, L. Hao, Z. Hua, and W. Ke, "- Multiway broadband substrate integrated waveguide (SIW) power divider," vol. - 1A, pp. - 642 Vol. 1A, 2005.
- [13] X. Feng and W. Ke, "- Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. - 53, pp. - 73, 2005.
- [14] X. Xinyu, R. G. Bosisio, and W. Ke, "- A new six-port junction based on substrate integrated waveguide technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. - 53, pp. - 2273, 2005.
- [15] P.-S. Kildal, *Foundations of antennas : a unified approach*. [s.l.]: Studentlitteratur, 2000.
- [16] J. M. Miranda Pantoja, J. L. Sebastián Franco, M. Sierra Pérez, and J. Margineda Puigpelat, *Ingeniería de microondas : técnicas experimentales*. Madrid [etc.]: Prentice Hall, 2001.
- [17] Á. Cardama Aznar, *Antenas*. Barcelona: Universitat Politècnica de Catalunya, 2005.
- [18] C. A. Balanis, *Antenna theory : analysis and design*, 2nd ed. New York: Wiley, 1997.
- [19] R. C. Johnson and H. Jasik, *Antenna engineering handbook*, 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 1993.
- [20] D. Deslandes and W. Ke, "- Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. - 54, pp. - 2526, 2006.
- [21] D. M. Pozar, *Microwave engineering*, 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley, 2005.
- [22] A. Suntives and R. Abhari, "- Transition Structures for 3-D Integration of Substrate Integrated Waveguide Interconnects," vol. - 17, pp. - 699, 2007.
- [23] J. L. Volakis, R. C. Johnson, and H. Jasik, - *Antenna Engineering Handbook*, 4th ed. New York: Mc. Graw-Hill, 2007.
- [24] S. Silver, - *Microwave Antenna Theory and Design*. London: Peter Peregrinus, 1986.
- [25] J. Sosa-Pedroza, M. A. Acevedo-Mosqueda, and A. M. Benavides-Cruz, "- A 9 slots antenna designed by Chebyshev technique and modeled by Finite Difference Time Domain," vol. -, pp. - 5, 2008.
- [26] J. E. Rayas-Sanchez, "- An Improved EM-Based Design Procedure for Single-Layer Substrate Integrated Waveguide Interconnects with Microstrip Transitions," *IEEE MTT-S International Microwave Workshop* vol. -, pp. - 30, 2009.



**EuCAP 2010 – Barcelona, Spain
12-16 April 2010**

Below please find your **User Id** and your **Password**. PLEASE MAKE A NOTE OF THIS INFORMATION. You will need it to access the system.

User id: 1847840

Password: KWGGO

Password:

Title (Prof. Dr, Mr, Ms)

Ms.

Family name

Navarro

First name

Diana

Institution/Company

Universidad Politecnica de Valencia

Department

Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia

Address

C/Camino de Vera s/n

Postal Code

46022

City, State

Valencia

Country

SPAIN

Telephone

+34963879585

E-mail

dianamn@posgrado.upv.es

Category Selection

Antennas

Step 1. Your title

A SIW Slot Array Antenna in Ku Band

Step 2. Proceedings Summary

The design, fabrication and measurement of array antennas in Ku band made in Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology are presented. A ten element linear resonant SIW slot array with longitudinal slot element has been designed first. An optimal feeding network has been got with power splitters in SIW.

FULL PAPER SUBMISSION

abstracts/FCXNL-2010031-1847840-1-A_SIW_Slot_Array_Antenna_in_Ku_band.pdf

Step 3. Topics

A04 A04: Array antennas incl. reflect arrays

Authors Overview- All authors must be entered

Ms., D. Navarro, Escuela Politécnica Nacional, ECUADOR; Mr., L. Carrera, Escuela Politécnica Nacional, ECUADOR; Dr., M. Baquero, Universidad Politecnica de Valencia, SPAIN

A SIW Slot Array Antenna in Ku Band

D.V. Navarro^{*}, L.F. Carrera^{*}, M. Baquero[†]

^{*}DETRI, Escuela Politécnica Nacional
Quito, Ecuador

dnavarro@mailfie.epn.edu.ec

fcarrera@mailfie.epn.edu.ec

[†]ITEAM, Universidad Politécnica de Valencia
Valencia 46022, Spain

mbaquero@dcom.upv.es

Abstract— The design, fabrication and measurement of array antennas in Ku band made in Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology are presented. A ten element linear resonant SIW slot array with longitudinal slot element has been designed first. An optimal feeding network has been got with power splitters in SIW.

I. INTRODUCTION

Array antennas are widely used in communications systems. They can be developed using microstrip or waveguide technologies, but with the development of a novel technology called substrate integrated waveguide (SIW) we have many advantages like low cost, reduced sizes, easy integration, etc[1].

A waveguide based on SIW is considered as a dielectric filled rectangular waveguide whose metallic walls are formed by cylindrical via arrays with radio r and separation s between vias[2].

The purpose of this paper is to present the design, simulation, construction and measurements for two types of slot array antennas, the first prototype is a two-by-ten array and the second is an eight-by-ten array both at 17GHz with their respective feeding network using the SIW technology.

II. DESIGN

A first design has been done by means of conventional rectangular waveguide. The equivalent width between conventional rectangular waveguide and waveguide based on SIW is determinate using as reference the following expression [3] [4]:

$$a_{eqv} = a - 2r - \frac{(2r)^2}{0.95s} \quad \text{Ec.1}$$

A. Design of Feeding Network

The network is developed using Y type power dividers, which will provide uniform feeding to the antennas, such as the same phase and power level on all their ports.

The distance L in each divider is used to obtain a S_{11} parameter smaller than -20 dB [3] [5] and outputs with power levels of -3dB each one, it can be seen in Fig. 1.

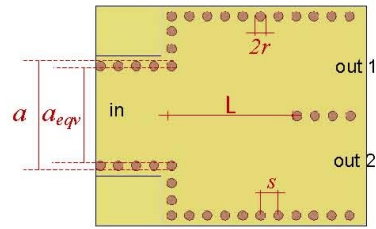


Fig. 1 Power divider geometric parameters

The feeding network has two types of connections with SIW bends whose L_1 , L_2 , and L_3 dimensions shown in Fig. 2 has been optimized to obtain small reflections.

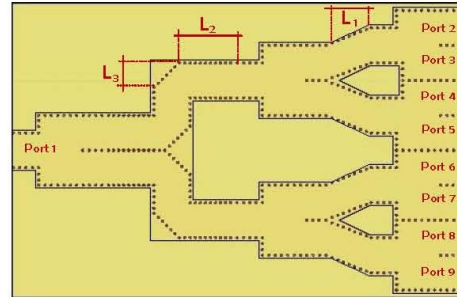


Fig. 2 Feeding Network geometric parameters

Ansoft HFSS is used to optimize all parameters to ensure that S_{11} is lower than -20 dB from 15.56GHz to 18.48 GHz, and the $S_{21}, S_{31}, S_{41}, S_{51}, S_{61}, S_{71}, S_{81}, S_{91}$ are close to -9dB in the whole frequency bandwidth.

B. Design of Slot Antennas

In the antenna's design axial excitation with longitudinal slots array located in the broad wall of the guide are considered. The slot's size comes given by b (length) and c (width) and the position will be alternated concerning to the broad wall with a separation d between the guide center and the slot center; the spacing between two consecutive slots is $\lambda_g/2$ [6] and the distance from the end of the guide to the middle of the last slot must be $\lambda_g/4$ as shown in Fig. 3.

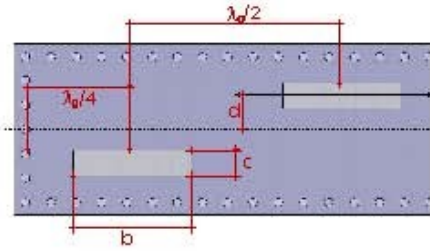


Fig. 3 Slot antenna geometric parameters

In order to obtain the distance d , equivalent conductance of N slots is considered to get good adaptation [7] [8] [9] using the equation Ec. 2.

$$\sum_{n=1}^N g_n = 1 \quad \text{Ec.2}$$

For a dielectric filled guide the approximate slot length is determined by following expression [10]:

$$b = \frac{\lambda_0}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \quad \text{Ec.3}$$

Initial positions and lengths for the slots were designed with previous expressions and their final values were obtained with the help of Ansoft HFSS after small optimizations. Additionally, in order to simplify the analysis, coupling between slots wasn't considered.

C. Design of Microstrip to SIW transition:

To excite SIW guide, at the input of power dividers network, a microstrip feeding has been chosen; this microstrip line has been designed to fulfill with 50 ohms characteristic impedance, therefore it is necessary to design a transition that allows us to obtain good matching impedances between SIW and microstrip line. Fig. 4 shows the proposed configuration and geometric parameters to optimize.

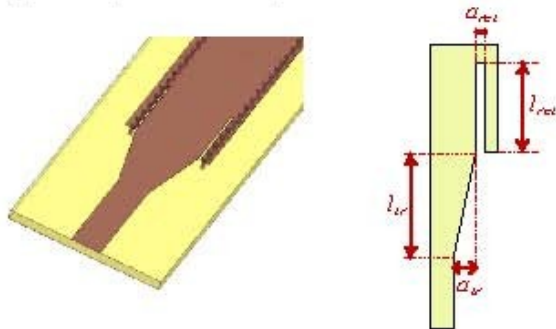


Fig. 4 Configuration proposed for Microstrip to SIW transition and design parameters

Simulations show that S_{11} parameter presents values lower than -20 dB from 15.42 to 19 GHz and S_{21} closes to 0.8 dB around 17GHz.

III. RESULTS

Two-by-ten and eight-by-ten slot array antennas operating at 17GHz were designed, fabricated and measured; the first prototype consist of two identical one-by-ten slot array antennas as shown in Fig.5; the substrate used is to build the antenna is NELTEC NY9220 which has a dielectric constant of 2.2 and height $h=1.143\text{mm}$; with the objective to obtain low levels for S_{11} , the geometric parameters referred to Fig.1, Fig.3 and Fig.4 were optimized; Table 1 presents the final dimensions which we build the first prototype.

TABLE I
DIMENSIONS FOR TWO-BY-TEN SLOT ARRAY ANTENNAS

Components	Dimensions
SIW waveguide	$r=0.25\text{mm}$, $s=1.5\text{mm}$, $a_{\text{eff}}=8.43\text{mm}$.
Slot antenna	$b=6.7\text{mm}$, $c=0.5\text{mm}$, $d=0.18\text{mm}$.
Power divider	$L=10.1\text{mm}$.
Microstrip to SIW transition	$l_{\text{w}}=8.4\text{mm}$, $a_{\text{w}}=0.25\text{mm}$, $l_{\text{siw}}=8.3\text{mm}$, $a_{\text{siw}}=1.928\text{mm}$.



Fig. 5 Two-by-ten slot array antennas prototype

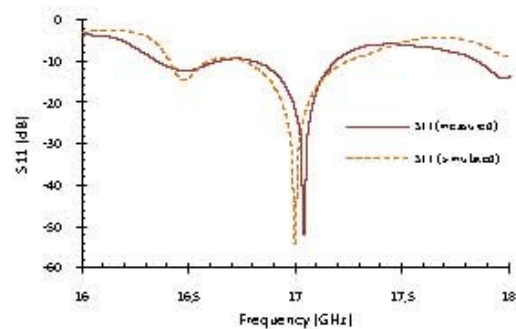


Fig. 6 Measured and simulated S_{11} parameter

Fig.6 shows that S_{11} parameter measured from 16.804 to 17.182 GHz is smaller than -10dB, with a relative bandwidth of $\approx 2.2\%$; as can be seen this array is well matched with a resonant frequency closes to the design value of 17GHz, only

a slightly displacement around of 0.04GHz in the operation frequency is observed.

Fig.6a and Fig.6b show the simulated and measured results of radiation patterns with excellent agreements between them.

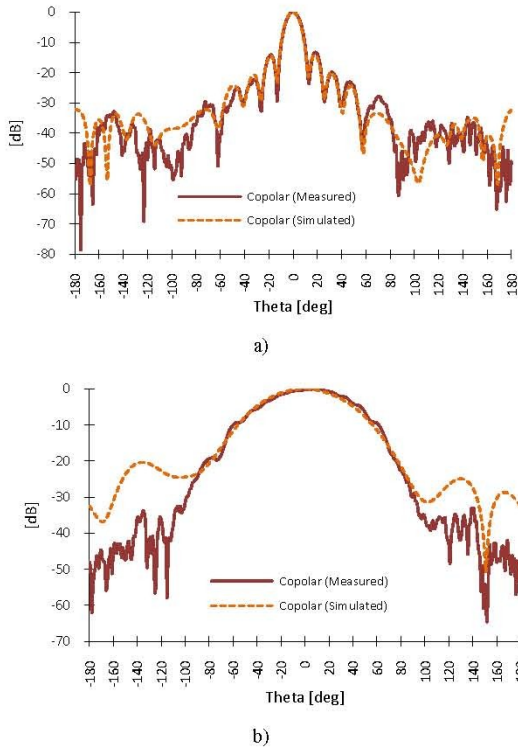


Fig. 6 Measured and simulated radiation patterns: a) H-plane, b) E-plane

The second prototype is shown in Fig.7; it's formed by four identical two-by-ten slot array antennas and the feeding network designed above. Table 2 presents the final dimensions for the geometric characteristics considering the parameters defined in Fig. 1 to Fig. 4.

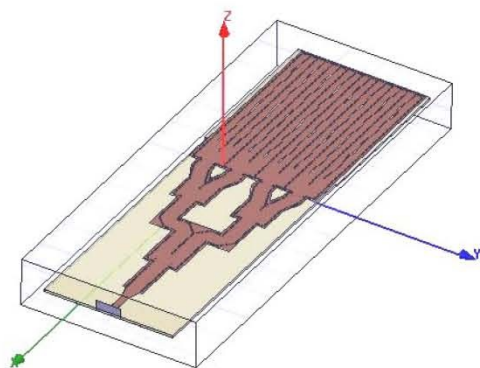


Fig. 7 HFSS tridimensional view of eight-by-ten slot array antennas

TABLE II
DIMENSIONS FOR EIGHT-BY-TEN SLOT ARRAY ANTENNAS

Components	Dimensions
SIW waveguide	$r=0.25\text{mm}$, $s=1.5\text{mm}$, $a_{\text{eqv}}=8.43\text{mm}$.
Slot antenna	$b=6.7\text{mm}$, $c=0.5\text{mm}$, $d=0.18\text{mm}$.
Power dividers network	$L=10.1\text{mm}$, $L_1=10.6\text{mm}$, $L_2=13\text{mm}$, $L_3=5.96\text{mm}$.
Microstrip to SIW transition	$l_{\text{rc1}}=8.4\text{mm}$, $a_{\text{rc1}}=0.25\text{mm}$, $l_{\text{tr}}=8.3\text{mm}$, $a_{\text{tr}}=1.928\text{mm}$.

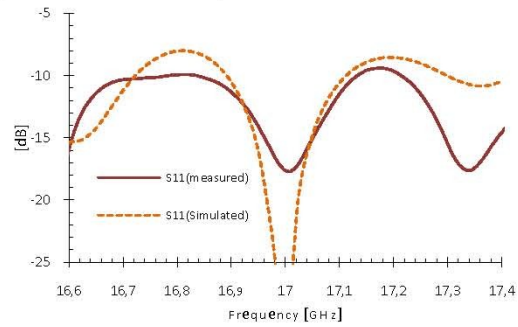


Fig. 8 Measured and simulated S_{11} parameter

In Fig.8 we can see that S_{11} parameter measured from 16.83 to 17.14 GHz is lower than -10dB, with a relative bandwidth of $\approx 1.8\%$. Fig. 9a and Fig. 9b show simulated and measured radiation patterns for H-plane and E-plane respectively, the results show good agreements between the predicted and measured patterns.

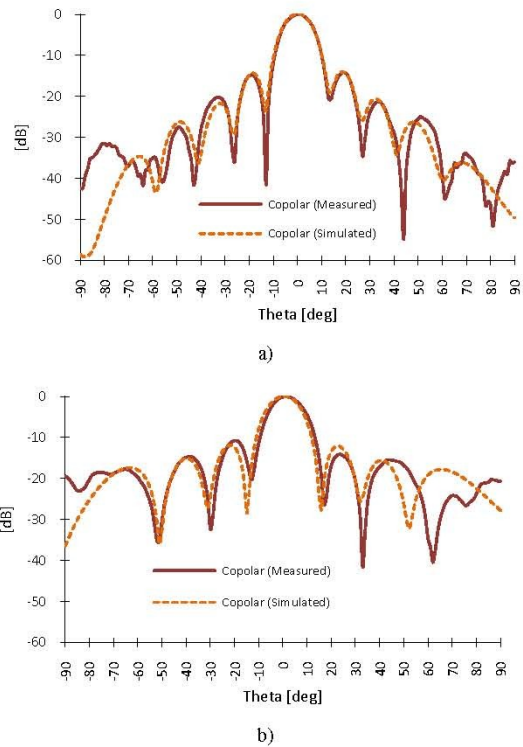


Fig. 9 Measured and simulated radiation patterns: a) H-plane, b) E-plane

In Table 3 we present the measured gain, and the calculated directivity and relative bandwidth for the array antennas at 17GHz considering experimental results.

TABLE III
GAIN, DIRECTIVITY AND RELATIVE BANDWIDTH

Parameter	Slot Array Antennas	
	2x10	8x10
Gain [dB]	14.38	19.25
Directivity [dB]	16.56	23.1
Relative Bandwidth [%]	2.2	1.8

IV. CONCLUSIONS

Two array antennas based on SIW technology with longitudinal slots on the broad wall has been designed and fabricated with successful simulations and measured results at 17GHz. The prototypes present favorable radiation characteristics around operation frequency.

The measured crosspolar radiation patterns, over a range established for the half-power beamwidths in two perpendicular planes for each antenna, present values lower than -28dB in H-plane and E-plane for the 2x10 slot array antennas and values smaller than -29dB in H-plane and -30dB in E-plane for the 8x10 slot array antennas.

ACKNOWLEDGMENT

This work has been supported by Spanish Ministerio de Educación y Ciencia under the project TEC2007-6698-C04-03, and the Secretaría Nacional de Ciencia y Tecnología (SENACYT), Govt. of Ecuador.

REFERENCES

- [1] C. Shi, H. Yousef, and H. Kratz, "- 79 GHz Slot Antennas Based on Substrate Integrated Waveguides (SIW) in a Flexible Printed Circuit Board," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. - 57, pp.- 71, 2009.
- [2] J. E. Rayas-Sanchez, "- An Improved EM-Based Design Procedure for Single-Layer Substrate Integrated Waveguide Interconnects with Microstrip Transitions," *IEEE MTT-S International Microwave Workshop* vol. -, pp. - 30, 2009.
- [3] X. Xinyu, R. G. Bosisio, and W. Ke, "- A new six-port junction based on substrate integrated waveguide technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. - 53, pp. - 2273, 2005.
- [4] X. Feng and W. Ke, "- Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. - 53, pp. - 73, 2005.
- [5] H. ZhargCheng, H. Wei, L. Hao, Z. Hua, and W. Ke, "- Multiway broadband substrate integrated waveguide (SIW) power divider," vol. - 1A, pp. - 642 Vol. 1A, 2005.
- [6] Y. Li, H. Wei, H. Guang, C. Jixin, W. Ke, and C. Tie Jun, "- Simulation and experiment on SIW slot array antennas," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. - 14, pp. - 448, 2004.
- [7] J. L. Volakis, R. C. Johnson, and H. Jasik, - *Antenna Engineering Handbook*, 4th ed. New York: Mc. Graw-Hill, 2007.
- [8] S. Silver, - *Microwave Antenna Theory and Design*. London: Peter Peregrinus, 1986.
- [9] J. Sosa-Pedroza, M. A. Acevedo-Mosqueda, and A. M. Benavides-Cruz, "- A 9 slots antenna designed by Chebyshev technique and modeled by Finite Difference Time Domain," vol. -, pp. - 5, 2008.
- [10] A. J. Farrall and P. R. Young, "- Integrated waveguide slot antennas," *IEEE Electronics Letters*, vol. - 40, pp. - 975, 2004.



**Browser required: Netscape 4.0 (or newer),
Internet Explorer 5.0 (or newer), or equivalent.**

EuMW2010 Summary Submission



Please consult the detailed instructions for [EuMW2010 Summary Presentation](#).

Step 8: Confirmation of your Registration and File Transfer

Dear Ms. Diana Varoñica Navarro,

Thank you for submitting your Summary paper to 2010 European Microwave Week using our Web Site on Saturday, February 6, 2010 at 13:53:48. The size of the file you uploaded was **1004817** bytes.

URL of Uploaded File: Assuming you have Acrobat Reader's browser plug-in properly installed, you may view your uploaded submission using the following URL.

http://www.mtt-tqms.org/symposia_v6/EuMW2010/fileupload/1705-KB6NVNfYXyTx-1.pdf

Please be sure to refer to the following in ALL correspondence:

Submission Number = **1705**

Registration Key = **KB6NVNfYXyTx**

Contact Information for Correspondent: All correspondence concerning your paper will be directed to:

Mailing Address:

Ms. Diana Varoñica Navarro

Escuela Politécnica Nacional

Departamento de Electrónica, Telecomunicaciones y Redes de Información

e-mail:

dnavarro@mailfie.epn.edu.ec

Phone:

34 687063956

Quito, Pichincha

Ecuador

Title of Paper, Authors and their Affiliations:

Two Layer Slot-Antenna Array in SIW Technology

by:

D. V. Navarro¹, L. F. Carrara¹, M. Baquero-Escudero², V. M. Rodrigo-Peñarocha², ¹Escuela Politécnica Nacional, Quito, Ecuador,
²Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, Spain

Abstract:

A compact slot-array antenna has been designed at 17 GHz. Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology has been used. A reduced size (10x7cm) has been achieved integrating the feeding network at the bottom of the antenna. A transition between two SIW by means of a coupling slot has been designed. A gain of 19 dB has been measured at 17 GHz. Over a band of 4.4% a gain bigger than 18 dB has been achieved.

Statement Of Clearance Approval:

I certify and my co-authors certify that: (1) the information contained in any materials submitted to the IEEE in connection with the Work is not restricted by U.S. International Traffic in Arms Regulations (ITAR) or any other applicable U.S. export control laws; (2) any and all necessary authorization(s) from the undersigned's employer(s) for the disclosure of the information discussed in the Work have been obtained and will be retained by the authors; and (3) the foregoing applies to all future versions of the Work, whether edited by the undersigned, an assistant, co-author or any person working with the undersigned. (4) For jointly authored Works, I agree to act as the authorized agent for the other authors.

Statement Of Copyright Assignment:

I certify and my co-authors certify that: if this submission is accepted for presentation at EuMW 2010, I/we assign to the European Microwave Association (EuMA) all rights under copyright that may exist in and to the paper.

Statement Of Exclusivity:

I certify and my co-authors certify that: neither this material nor essentially similar material has been submitted to any other publication or meeting, and will not be until disposition is determined by EuMW 2010.

Statement Of Compliance:

I certify and my co-authors certify that: if my/our submission does not comply with the letter and spirit of the guidelines found in the Call For Papers, then our submission may be arbitrarily truncated or rejected without review.

Statement of Obligation:

I certify and my co-authors certify that: if this submission is accepted for presentation at this Conference, I/we are obligated to submit, by the deadline in the Call For Papers, a version of this paper suitable for publication in the Conference Proceedings. I/we understand that if we do not meet this deadline our presentation may be deleted from the Conference.

Statement Of Registration:

I certify and my co-authors certify that: I/we understand that if this submission is accepted for presentation at this conference, at least one of the authors has to be a registered attendee of the conference.

Thank you. Your submission is complete.

You may now close this window, exit this web site, or quit your browser.

If you encounter any problems in the use of this form, please contact Jeff Povez at jpovez@mtt-tqms.org.

ANEXO B

(Artículo pendiente aceptación)

Two Layer Slot-Antenna Array in SIW Technology

D.V. Navarro-Méndez*, L.F. Carrera-Suárez*, M. Baquero-Escudero⁺, V.M. Rodrigo-Peñarrocha⁺

**DETRI, Escuela Politécnica Nacional
Quito, Ecuador
dnavarro@mailfie.epn.edu.ec
fcarrera@mailfie.epn.edu.ec*

⁺*ITEAM, Universidad Politécnica de Valencia
Valencia 46022, Spain
mbaquero@dcom.upv.es*

Abstract— A compact slot-array antenna has been designed at 17 GHz. Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology has been used. A reduced size (10x7cm) has been achieved integrating the feeding network at the bottom of the antenna. A transition between two SIW by means of a coupling slot has been designed. A gain of 19 dB has been measured at 17 GHz. Over a band of 4.4 % a gain bigger than 18 dB has been achieved.

I. INTRODUCTION

The Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology is being used recently in order to get some advantages such as easy integration, low cost and reduced size. Slot-antenna arrays have been proposed during the last years [1],[2] and [3]. The integration of the slotted-waveguide array with the feeding network is an important goal in the design process. Reduced size of the antenna can be obtained using multilayered substrates. In this paper a compact slot-array antenna at 17 GHz is proposed.

In Substrate Integrated Waveguide a dielectric-filled waveguide with arrays of closely spaced metallic vias as lateral walls is used. However, the periodic via structure is much more complicated for analysis compared with the conventional waveguide, therefore an equivalent between them will be used.

In order to reduce the size of the antenna the feeding network can be integrated in different layers at the bottom of the slot array antenna. To connect the different layers a transition between SIW at different layers must be designed. In this paper a coupling slot transition is presented. Good agreements between simulated and measured results have been got. By means of this transition a slot-antenna array of 8x10 elements working at 17 GHz has been proposed. Simulations with Ansoft HFSS software and measurements show good agreement.

II. DESIGN

The equivalent width between conventional rectangular waveguide and waveguide based on SIW is determinate using as reference the following expression [4]:

$$a_{eqv} = a - 2r - \frac{(2r)^2}{0.95s} \quad \text{Ec.1}$$

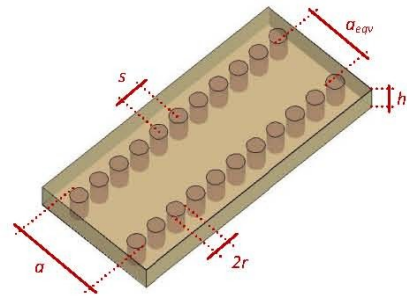


Fig. 1 SIW parameters

A. Slot antenna

The antenna is formed by eight arrays of ten longitudinal slots located on broad wall of the guide with axial excitation. The resonant frequency of the antenna is determined by slot length b and slot width c . The weighting is controlled by slot offset d (separation between the guide center and the slot center). The position will be alternated concerning to the broad wall; the spacing between two consecutive slots is $\lambda g/2$ [1] and the distance from the end of the guide to the center of the last slot must be $\lambda g/4$. [2] The distance d is determined to get good matching with equivalent conductance of N slots [5] [6] [7] using the equation Ec. 2.

$$\sum_{n=1}^N g_n = 1 \quad \text{Ec.2}$$

For a dielectric-filled guide the approximate slot length is determined by the following expression [3]:

$$b = \frac{\lambda_0}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \quad \text{Ec.3}$$

B. Transition between two SIW guides (Coupling Slot)

This transition allows connecting two SIW guides by means of a rectangular slot located in common face as shown in Fig. 2; the position and slot size are parameters used to obtain suitable results [8],[9]. Using this transition, the array

antenna can be implemented in two layers, thus reducing its size.

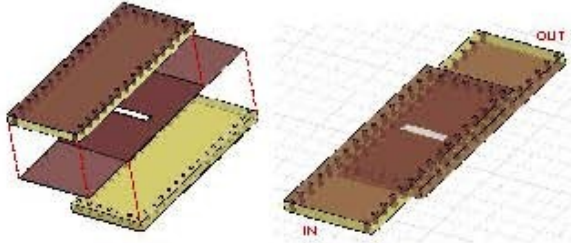


Fig. 2 SIW guides transition schematic

The coupling level and return loss can be controlled varying the slot position ($dist_x$) and the slot dimensions such as width ($long_y$) and length ($long_x$), these geometric variables are shown in Fig 3.

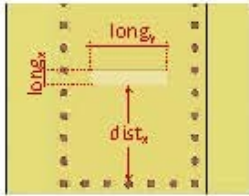


Fig. 3 Geometric characteristics

A parametric analysis has been made with $dist_x$ and $long_y$ variables. After optimization a bandwidth larger than 10% was achieved with $dist_x=0.42\lambda_g$ and $long_y=0.3\lambda_g$.

C. Feeding Network

The network provides uniform excitation using seven identical -3dB power dividers [10] connected as shown in Fig. 4. This network was designed using Y type power dividers providing uniform feeding in magnitude and phase[11]. Each divider is designed to obtain a S_{11} parameter smaller than -20dB and balanced output levels.

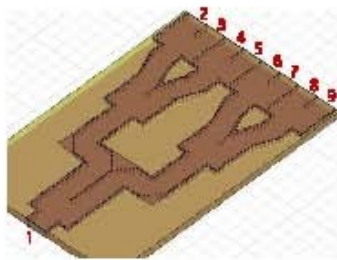


Fig. 4 Feeding network schematic

III. RESULTS

SIW components designed in this paper will operate at 17GHz on a Neltec NY9220 substrate whose characteristics are $h=1.143\text{mm}$ and $\epsilon_r = 2.2$. The parameters were optimized

using Ansoft HFSS and these are: SIW waveguide ($r=0.25\text{mm}$, $s=1.5\text{mm}$, $c=9.11\text{mm}$), slot antenna ($b=6.7\text{mm}$, $c=0.5\text{mm}$, $d=0.18\text{mm}$) and transition ($dist_x=7.06\text{mm}$, $long_x=0.56\text{mm}$, $long_y=5\text{mm}$).

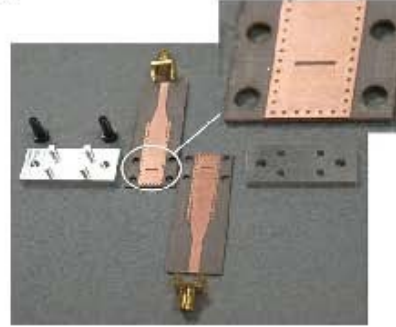


Fig. 5 Photograph of transition's parts

In order to evaluate the behaviour of the transition between SIW guides a prototype was fabricated; in Fig. 5 we can see the designed transition and the additional components to join the prototype's parts. Fig. 6 shows the assembled prototype; a typical transition between microstrip and SIW was included.



Fig. 6 Photographs of the transition using coupling slot

Fig 7 shows simulated and measured results with return losses larger than to 10dB from 16 GHz to 18 GHz and insertion losses close to 1dB. The effect of the transitions can be removed using de-embedding techniques a TRL calibration and it would improve the measured return loss.

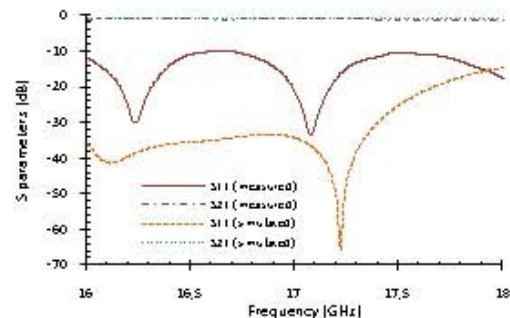


Fig. 7 S-parameters: simulated and measured results.

In Fig 8a it can be seen the lower layer containing the feeding network with coupling slot transition at the end, Fig. 8b presents the upper layer with the slot array antennas.

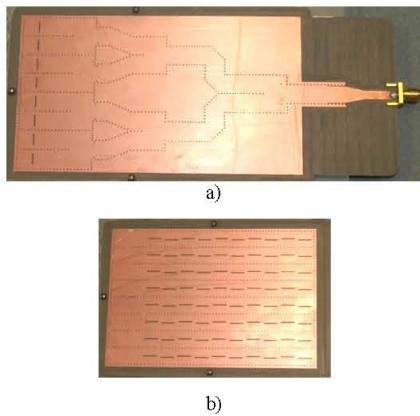


Fig. 8 Photographs of antenna's components: a) upper layer, b) lower layer



Fig. 9 Photograph of antenna's parts and additional elements

Fig. 9 shows the prototype parts and the structure used to join the two layers, and Fig. 10 presents the assembled antenna.

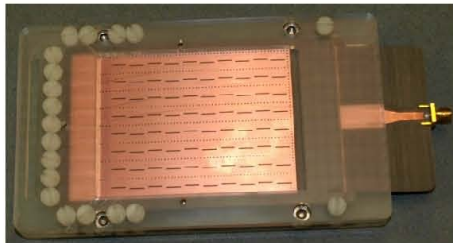


Fig. 10 Assembled prototype

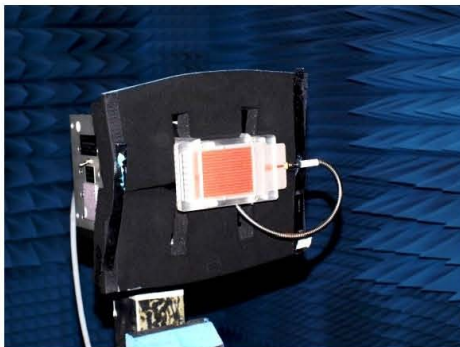


Fig. 11 The measured environment

Fig.12 shows S_{11} in the frequency range of 16.65 to 17.35GHz. We can see that S_{11} parameter presents values smaller than -10dB from 16.878 to 17.082 GHz and a relative bandwidth of 1.2%; additionally, we observe a central frequency displacement of only 38MHz (0.22%).

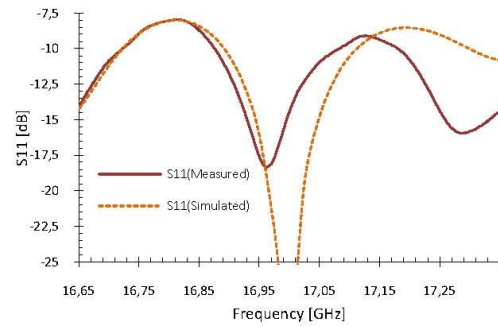


Fig. 12 Measured and simulated results for S_{11} parameter

Radiation pattern in H-plane and E-plane at 17GHz can be seen in Fig. 13a and Fig. 13b respectively; these figures present good agreements between simulated and measured results.

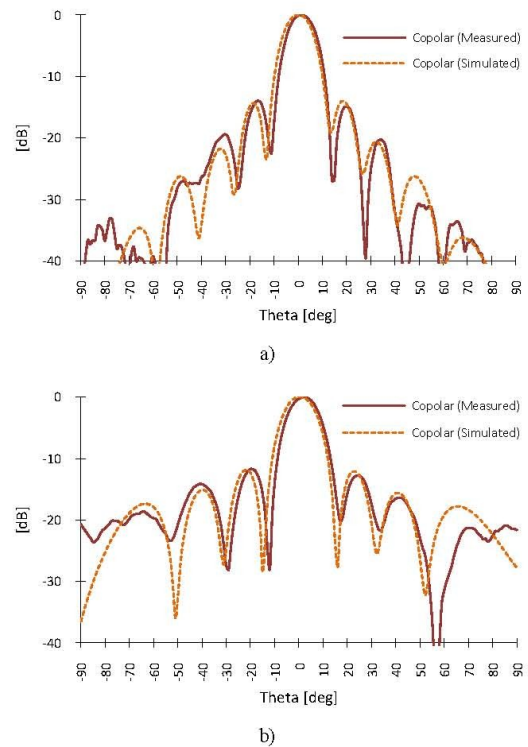


Fig. 13 Measured and simulated radiation patterns: a) H-plane, b) E-plane

Fig. 14 shows the gain measured between 16 to 18GHz, we can observe values over 18dB in a frequency range from 16.5 to 17.25GHz.

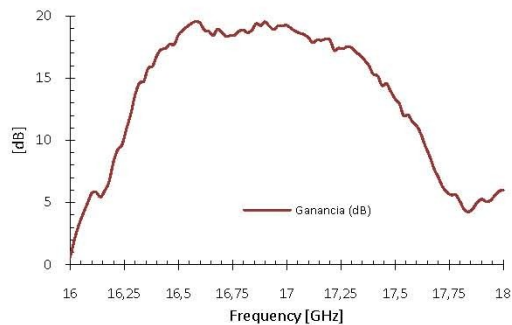
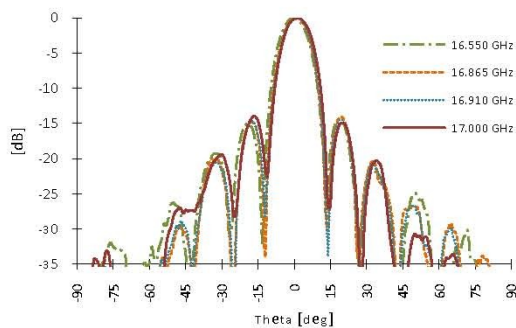


Fig. 14 Gain Measured

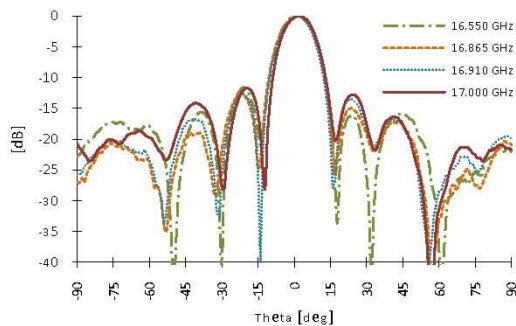
With the purpose to show the antenna behaviour at frequencies where the gain has values around 19dB, the plots for other three different frequencies in which the radiation patterns have good responses are presented; Table 1 summarizes calculated and measured values of directivity, gain and side lobe level for each frequency.

TABLE I
VALUES OF GAIN, DIRECTIVITY AND SIDE LOBE LEVEL

Frequency [GHz]	Gain [dB]	Directivity [dB]	SLL [dB]
16.55	19.2	23.03	14.28
16.865	19.2	23.04	14.1
16.91	19.1	23.36	14.4
17	19.2	23.18	14



a)



b)

Fig. 15 Measured radiation patterns: a) H-plane, b) E-plane

IV. CONCLUSIONS

Simulated and measured results of a double layer slot array antenna based on SIW operating at 17GHz with acceptable performance has been presented. Furthermore, design, simulations and measurements of a coupling slot transition between SIW guides are included; simulated and experimental results present good agreements between them from 16GHz to 18GHz. A gain higher than 18dB has been obtained over a band of 4.4%.

ACKNOWLEDGMENT

This work has been supported by Spanish Ministerio de Educación y Ciencia under the project TEC2007-6698-C04-03, and by Secretaría Nacional de Ciencia y Tecnología (SENACYT), Govt. of Ecuador.

REFERENCES

- [1] Y. Li, H. Wei, H. Guang, C. Jixin, W. Ke, and C. Tie Jun, "- Simulation and experiment on SIW slot array antennas," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. - 14, pp. - 448, 2004.
- [2] C. Shi, H. Yousef, and H. Kratz, "- 79 GHz Slot Antennas Based on Substrate Integrated Waveguides (SIW) in a Flexible Printed Circuit Board," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. - 57, pp. - 71, 2009.
- [3] A. J. Farrall and P. R. Young, "- Integrated waveguide slot antennas," *IEEE Electronics Letters*, vol. - 40, pp. - 975, 2004.
- [4] X. Xinyu, R. G. Bosisio, and W. Ke, "- A new six-port junction based on substrate integrated waveguide technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. - 53, pp. - 2273, 2005.
- [5] J. L. Volakis, *Antenna engineering handbook*, 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2007.
- [6] S. Silver, - *Microwave Antenna Theory and Design*. London: Peter Peregrinus, 1986.
- [7] J. Sosa-Pedroza, M. A. Acevedo-Mosqueda, and A. M. Benavides-Cruz, "- A 9 slots antenna designed by Chebyshev technique and modeled by Finite Difference Time Domain," vol. -, pp. - 5, 2008.
- [8] A. Ali, F. Coccetti, H. Aubert, and N. J. G. Fonseca, "- Novel multi-layer SIW broadband coupler for Nolen matrix design in Ku band," vol. -, pp. - 4, 2008.
- [9] A. Suntives and R. Abhari, "- Transition Structures for 3-D Integration of Substrate Integrated Waveguide Interconnects," vol. - 17, pp. - 699, 2007.
- [10] H. ZhargCheng, H. Wei, L. Hao, Z. Hua, and W. Ke, "- Multiway broadband substrate integrated waveguide (SIW) power divider," vol. - 1A, pp. - 642 Vol. 1A, 2005.
- [11] D.V. Navarro, L. F. Carrera, M. Baquero, "A SIW Slot Array Antenna in Ku Band " *EUCAP 2010*, 12-16 April 2010.