

RADIO ENLACE EXPERIMENTAL DE ONDAS MILIMÉTRICAS EN LA BANDA DE 38-40 GHZ

Celso Gutiérrez M., J. Alfredo T. Fórtiz, Jacobo Meza P, Jorge A. Luna R.
Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica
Gran Telescopio Milimétrico, Laboratorio de Microondas
Apdo. Postal 51 y 216, 72000 Puebla, México
Fax:(22) 474318; Tel.: (22) 474313

Resumen

Los sistemas radio-eléctricos para comunicaciones punto a punto ocupan bandas de transmisión que abarcan principalmente las bandas de muy alta frecuencia (VHF), de ultra alta frecuencia (UHF) y en mayor medida, las bandas de microondas (L, C, ku, etc). Actualmente estas bandas se extienden desde las centenas de MHz, alcanzando frecuencias tan altas como 24 GHz. Pero a pesar de lo extenso del intervalo de las frecuencias utilizadas, la mayor parte de las bandas se encuentran saturadas con señales de comunicaciones.

En este contexto, este trabajo describe la integración de un enlace experimental de radio-comunicación en la banda de 38-40 GHz. El sistema consiste en la integración de los módulos transmisor y receptor a dichas frecuencias, empleando una combinación de circuitos integrados de microondas (MMIC's), tecnología de microcinta y guías de onda. Para integrar los módulos transmisor y receptor se utilizan MMIC's de potencia y de bajo ruido respectivamente. Para adaptarlos a la entrada y a la salida se diseñaron transiciones de guía de onda a microcinta mediante la infraestructura de computo y fabricación con que cuenta el laboratorio.

ABSTRACT

The point to point radio electric communication systems use frequency bands that are very high frequency (VHF), ultra high frequency (UHF) and the microwave bands (L, C, ku, etc). These frequency bands are from a hundred of MHz up to 24 GHz. But however to this wide frequency range the majority of frequency bands are saturated with communication signals..

Then this work describes the experimental radio link communication integration in the 38-40 GHz band. The system consist of a transmitter and a receptor integration to such frequencies, using a combination of microwave integrated circuits (MMIC's), microstrip technology and waveguides. For integrating the transmitter and receptor modules, power and low noise MMIC's were used. For adapting the modules to the input and output was necessary to design waveguide to microstrip transitions using the computer and manufacturing infrastructure of the laboratory.

Introducción

La administración del espectro electromagnético para las frecuencias de comunicaciones y sobre todo la concesión de las mismas para los servicios de comunicación resulta bastante complicada actualmente, debido principalmente a la saturación espectral. Ante tal problema de saturación, una alternativa natural de la tecnología es la migración de los sistemas y servicios de telecomunicaciones hacia frecuencias superiores(frecuencias milimétricas > 30 GHz) a las antes mencionadas en el resumen. Una de las bandas ya normalizadas, en los países avanzados, para transmisiones punto a punto es el intervalo 38-40 GHz.

Dentro del campo tecnológico actual en nuestro país existe la posibilidad de estudiar y desarrollar tecnología de vanguardia en el campo de telecomunicaciones de ondas milimétricas. La figura 1 muestra un sistema de comunicaciones de esta naturaleza. Dicha figura muestra a bloques el sistema propuesto en este trabajo.

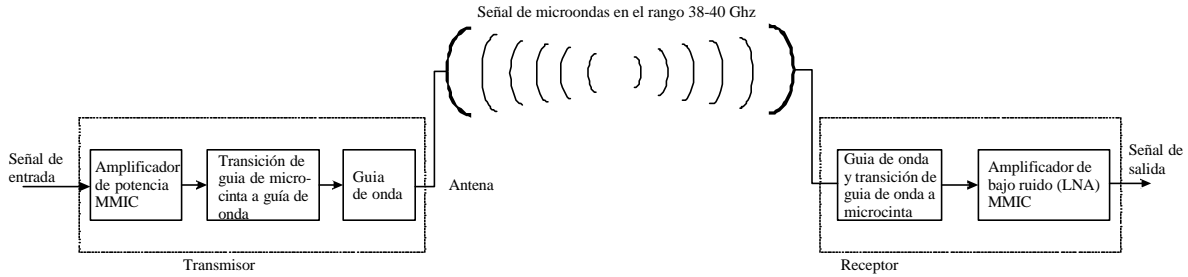


Figura 1 Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones en la banda 38-40 GHz.

De la figura 1 se observa que el sistema de comunicaciones está representado por un transmisor y un receptor, los cuales a su vez están constituidos por bloques internos. Este trabajo se enfoca principalmente en el diseño y construcción de los bloques amplificadores y acoplamientos de y hacia las antenas. El bloque transmisor se compone de un bloque amplificador y de acoplamiento a la antena. El bloque de acondicionamiento de la señal de entrada no se muestra en la figura porque está fuera de los alcances de este trabajo. Se observa, de la figura 1, un diagrama a bloques de los componentes del transmisor. El primer bloque muestra el amplificador de potencia que inyectará la señal a la antena. Dicho amplificador está compuesto por un circuito integrado de microondas (MMIC) el cual debe acoplarse a la antena mediante una transición de microcinta a guía de onda y la guía de onda misma.

La figura 1, también muestra el diagrama a bloques de los componentes del receptor. La primera parte es la antena que es acoplada al amplificador de bajo ruido de microondas (MMIC) mediante una guía de onda y una transición de guía de onda a microcinta. Entonces el trabajo se enfoca especialmente en el diseño de las transiciones microcinta a guía de onda y en el diseño de la estructura de la guía de onda donde se encontrará la transición y el amplificador de microondas.

Transición Guía de Onda – Microcinta.

Ranuras y aperturas pueden hacerse en las paredes de una guía de onda rectangular. Si estas ranuras o aperturas no interrumpen las corrientes que fluyen en el interior de la guía de onda, muy poca radiación escapa de la guía a través de ellas.

Un elemento sensor (*probe*) o una espira (*loop*) pueden ser introducidos a través de la apertura (Fig. 2), y ser usados para excitar los campos eléctricos (sonda) o magnéticos (espira). De la misma manera, estos elementos pueden ser usados para sondear los campos en el interior de una guía de onda.

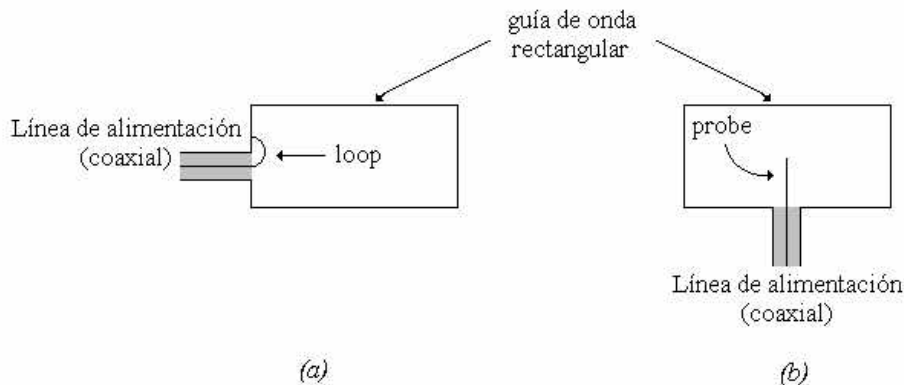


Figura 2. Acoplamientos en guías de onda rectangulares: (a) espira de corriente en la pared ($\mathbf{H} = \text{máx}$), y (b) sonda eléctrica en el centro de la cavidad ($\mathbf{E} = \text{máx}$).

Considerable atención ha sido puesta en el análisis y diseño de este tipo de transiciones [1,2]. Muchas configuraciones diferentes han sido usadas para sensar la propagación modal dentro de las guías de onda, o para montar elementos activos dentro de las mismas [3,4,5]. El objetivo común es maximizar el acoplamiento entre la guía de onda y el elemento sensor sobre el rango de frecuencia más amplio posible.

Los recientes avances en el desarrollo de transmisores y receptores en el rango de ondas milimétricas ha creado la necesidad de desarrollar circuitos de pequeñas dimensiones que puedan ser fácilmente integrados a los muchos otros componentes que existen en este rango de frecuencias, los cuales, generalmente son construidos (o interconectados) con técnicas de circuitos impresos. El uso de estos circuitos integrados en conexión con sistemas de guías de onda obliga al diseño y desarrollo de una transición de alto desempeño de guía de onda a microcinta.

Este dispositivo reemplaza a las más costosas transiciones de guía de onda – coaxial. La transición también es parte integral de la circuitería de microcinta, resultando esto en dispositivos pequeños y mas baratos que integran en el mismo encapsulado las partes de guía de onda y microcinta.

Diseño de la Transición

La geometría de la transición realizada se muestra en la Fig. 3. La transición consiste de un circuito impreso de microcinta, una porción del cual se extiende dentro de la guía de onda a través de una apertura en el centro de la pared más amplia de la guía de onda; de tal manera que coincida con la posición del máximo campo eléctrico para el modo dominante TE_{10} . Una cinta de metal soportada por el sustrato sirve como sensor, en esta porción del circuito, el plano de tierra del sustrato es removido de tal manera que el sustrato proporcione una ventana a las ondas propagadas en la guía.

Los modos evanescentes que son también excitados generan campos que almacenan energía reactiva. Estos dan a la unión sus propiedades reactivas. La guía de onda es terminada en un corto-circuito, el cual puede ajustarse en distancia al sensor para proporcionar así una reactancia variable que puede ser usada para sintonizar la reactancia del sensor, hasta situar al mismo en un máximo de la VSWR.

En realidad, diversos parámetros pueden ser ajustados en el proceso de acoplamiento. La profundidad de penetración del sensor, el ancho del mismo, la distancia al corto de la guía de onda, las dimensiones y propiedades del dieléctrico son de importancia crítica para mejorar el acoplamiento y proporcionar bajas pérdidas por reflexión.

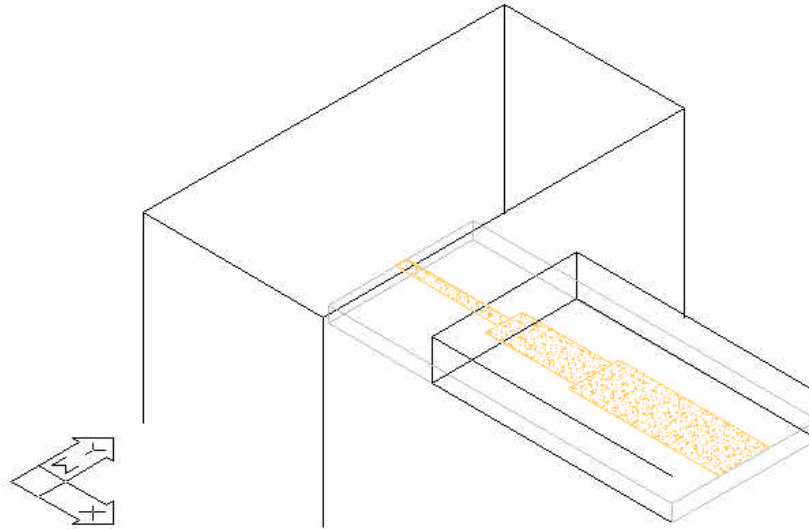


Figura 2. Geometría de la transición realizada.

Como todas las transiciones de línea de transmisión, si la impedancia de modo de la guía de onda es acoplada a la impedancia característica de la microcinta, no habrá reflexión en la unión. En el punto de alimentación de microcinta, un transformador de impedancia de cuarto de onda se utiliza para acoplar la impedancia de entrada del sensor a una línea de 50Ω .

El procedimiento de diseño requiere software de modelado de campos electromagnéticos, así como paquetes CAD especializados.

En nuestras simulaciones, hemos tratado de optimizar las dimensiones del sensor, así como la distancia al corto circuito. El sustrato utilizado es DUROID™ RT-5880 de 10 mil. de pulgada y una constante dieléctrica de 2.2; la guía de onda es una WR-28 estándar. Para caracterizar el desempeño del sensor para diferentes dimensiones, se calcula el coeficiente de reflexión $|S_{11}|$ para el modo dominante TE_{10} de la guía, y a partir de este, la impedancia de entrada del sensor. El rango de frecuencias cubierto es de 35 a 42 GHz.

A continuación se muestran algunos de los resultados obtenidos en la simulación.

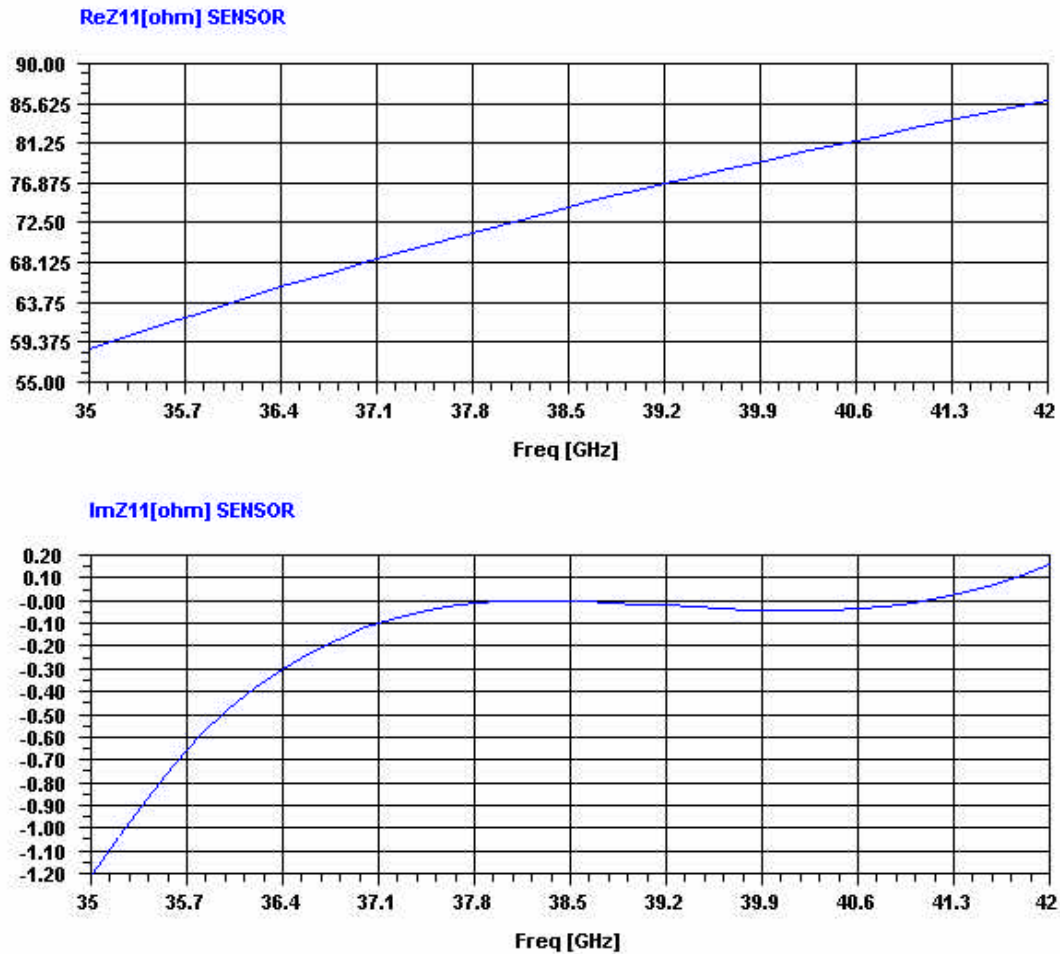


Figura 4. Impedancia de entrada contra frecuencia
dimensiones del sensor 64x7 mils y 58.72 mils distancia al corto.

Consideraciones de diseño mecánico en la transición.

Uno de los puntos más críticos es la transición de guía de onda a microcinta, para el caso del receptor, y la transición microcinta a guía de onda para el caso del emisor. De las simulaciones electromagnéticas es posible concluir que la misma geometría de sensor puede aplicarse en ambos casos. Y como se ha mencionado antes, la impedancia de la transición se ve modificada por la posición del corto en la guía de onda (*backshort*). La construcción mecánica de este tipo de transición (figura 5) puede ser realizada en un centro de maquinado (*cnc*). Dadas las características de los resultados de las simulaciones electromagnéticas, se puede considerar solo como un resultado aproximado. Para obtener el punto idóneo de acoplamiento, un cuarto de longitud de onda ($\lambda_g/4$) [1], es necesario construir una transición con corto ajustable, que permita obtener la distancia correcta en la cual se sucede el máximo acoplamiento eléctrico.

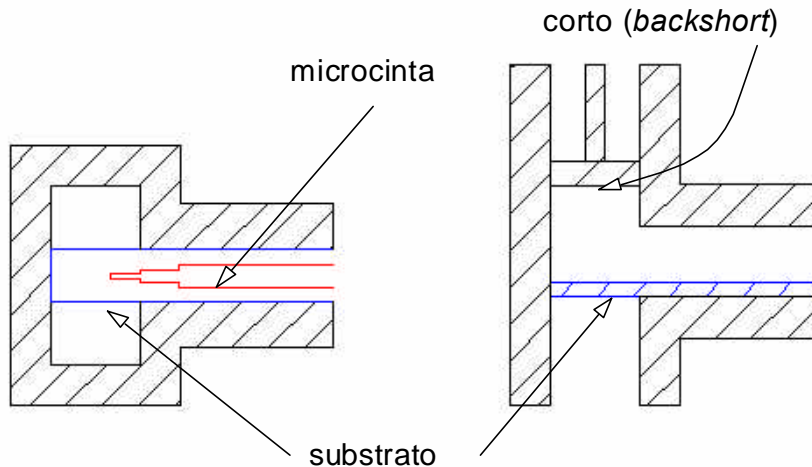


Figura 5. Vista seccional de la transición guía de onda a microcinta.

Para determinar el punto de máximo acoplamiento eléctrico se requiere de realizar mediciones con una base de pruebas (*test fixture*) que involucre únicamente a las transiciones [4]. Esto es, se realizara una base de pruebas que permita colocar una transición para recepción y una transición para emisión en la misma base, y que permita ajustar ambos cortos deslizables a fin de que ambos coincidan.

Finalmente, una vez que se ha obtenido el punto al cual se obtiene el mejor acoplamiento, se realiza una estructura de transición con el corto fijo, este es a fin de aumentar el voltaje de onda estacionaria (VSWR), el cual se ve reducido por la fuga de corrientes que existen en la interfaz metálica entre la guía de onda y la pared deslizable. El sensor se acopla por medio de un transformador de un cuarto de onda a la línea de transmisión en microcinta que se extiende hasta el amplificador de bajo ruido o de potencia según sea el caso de recepción o transmisión, respectivamente. La figura 6 muestra un esquema del sistema que se conecta de manera directa a la guía de onda que proviene del alimentador colocado en el foco de la antena parabólica.

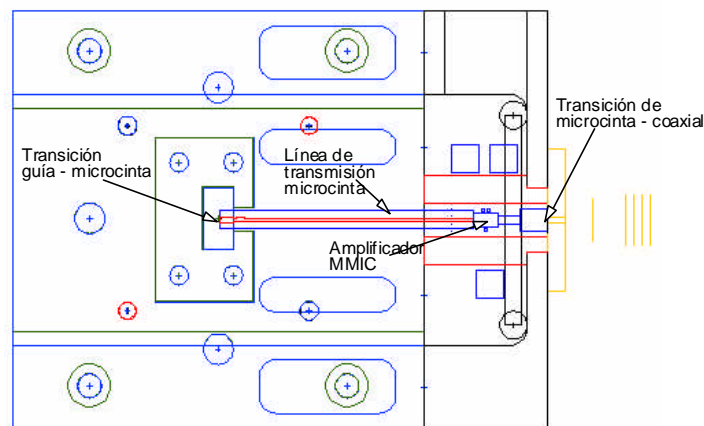


Figura 6. Esquema de montaje de la transición y amplificador MMIC.

Proceso de maquinado y metalización de las transiciones de guía de onda a microcinta.

El maquinado de las respectivas transiciones de guía de onda a microcinta se llevo a cabo con una máquina de elaboración de circuitos impresos *tech mod 7000S*. Dicha transición se elaboro con un sustrato de características adecuadas para las frecuencias que se están trabajando. En este caso se trata de Duroid 6010. La imagen de dicha transición se muestra en la figura 7.

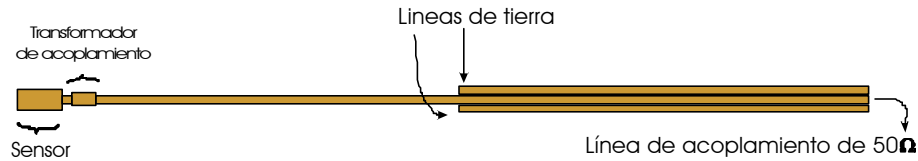


Figura 7. Transición de guía de onda a microcinta.

La figura 8 muestra una transición de guía de onda a microcinta con dimensiones y arreglo diferente a la primera. El problema principal en maquinar estas transiciones son las dimensiones entre líneas, ya que existen espacios entre líneas de aproximadamente 2 mil.

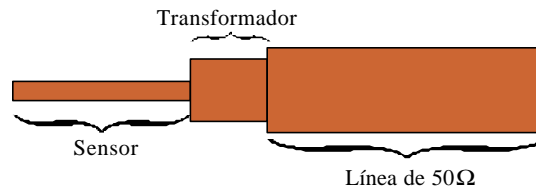


Figura 8. Transición de guía de onda a microcinta.

Consideraciones de montaje para el MMIC.

Para el rango de interés antes mencionado, de 38 GHz – 40 GHz, se emplearán circuitos amplificadores monolíticos (MMICs) en configuración de onda viajera. Un circuito amplificador de potencia y un circuito amplificador de bajo ruido para transmisión y recepción, respectivamente. El empleo de estos MMICs ofrece la ventaja tener disponible un ancho de banda amplio y de trabajar en combinación con estructuras planares. Sin embargo, los requerimientos de tolerancias debido a las pequeñas longitudes de onda, incremento de reflexiones en discontinuidades e interconexiones, y posibles resonancias de empaquetado requiere de extremar las precauciones durante los procesos de diseño y ensamble [6].

Una de las formas de interconexión entre una línea de transmisión planar y un MMIC, es alambrando (*bond*) las terminales de interconexión (*pads*), como se muestra en la figura @1. Para realizar esta interconexión (*bonding*) se emplean los métodos recomendados para circuitos de GaAs, alambrado termosónico y por termocompresión [7]. El método termosónico es recomendado cuando el MMIC se ha colocado sobre una base metálica. Pues el método por termocompresión requiere que todo el sistema se someta a elevadas temperaturas que podrían dañar al MMIC por haber diferentes coeficientes de expansión térmica entre el sustrato y el metal del soporte.

Un factor a destacar es el hecho que el método de interconexión entre MMICs y líneas de transmisión de microcinta por alambrado (*bonding*) tiene un modelo cuyo comportamiento es inductivo, el cual tiene una dependencia de la frecuencia. Kassner [6] y Benton [8] concuerdan que un mejor acoplamiento se obtiene cuando es utilizada cinta metálica en lugar de alambre redondo, la figura 10 muestra el uso de cinta metálica para la interconexión del MMIC, los cuales denotan el siguiente comportamiento:

$$L = 2 * 10^{-4} \left[\ln \left(\frac{2l}{t+w} \right) + 0.5 + \frac{0.2235(t+w)}{l} \right]$$

para cinta metálica, y

$$L = 2 * 10^{-4} \left[\ln \left(\frac{4l}{d} \right) - l + \mu \right]$$

para alambre redondo.

Donde L = inductancia en nanohenries, l = longitud del alambre, t = grosor de la cinta, w = ancho de la cinta, d = diámetro del alambre, μ = permeabilidad (se asume de valor 1), ϵ = factor de corrección de efecto piel, en función del diámetro y de la frecuencia.

Todas las dimensiones son en μm .

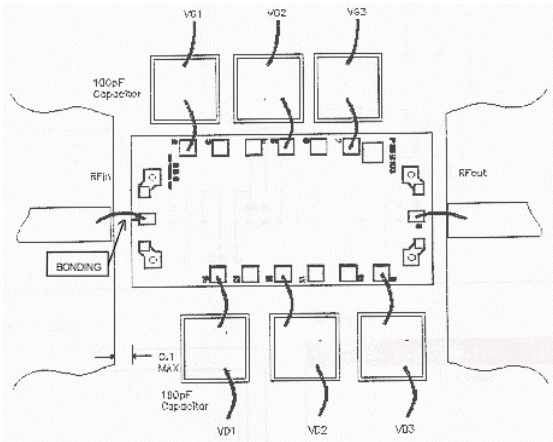
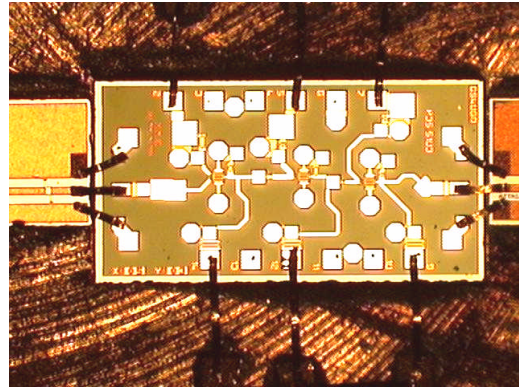


Figura 9. Detalle de interconexión (*bonding*) de un MMIC hacia estructuras planares.

Figura 10. Imagen de interconexión del MMIC utilizando cinta metálica.



Al tener en mente que la forma de interconectar de un MMIC a una línea de transmisión microcinta es utilizando estas conexiones metálicas (*bonding*), se toman en consideración los efectos inductivos con que estas líneas metálicas contribuyen y se compensan en el diseño del MMIC. De esta manera, solo permanece la preocupación de obtener un diseño adecuado para las líneas de transmisión.

Uno de los parámetros del MMIC se muestran en la figura 11, la respuesta en frecuencia del amplificador de bajo ruido. Sumando los beneficios de la respuesta del MMIC, es posible observar que en el rango de 38 GHz a 40 GHz se obtiene un buen desempeño.

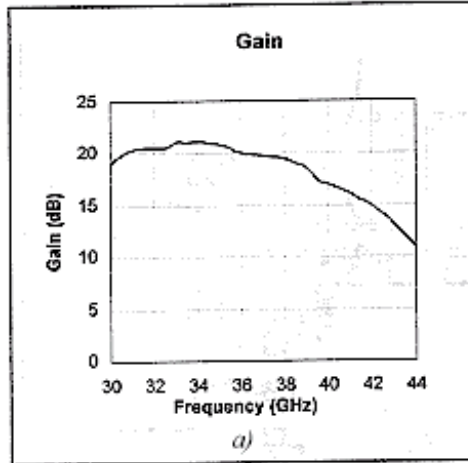


Figura 11. Parámetros del amplificador de bajo ruido.

Después de maquinar la transición se le hizo un depósito electroquímico de oro para mejorar las condiciones de conducción del metal y así poder ensamblarlo junto con la guía de onda. El prototipo final tendrá la forma mostrada en la figura 12.

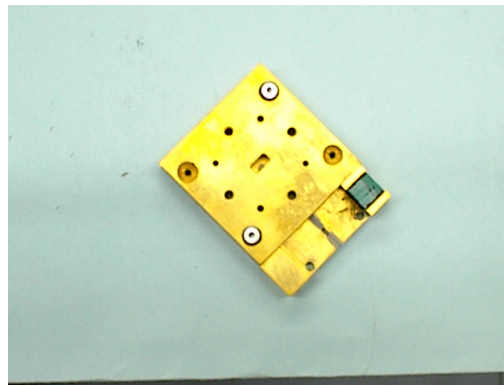


Figura 12. Prototipo ya ensamblado

Conclusiones

El sistema de radio enlace, dadas las pequeñas cantidades de potencia que se manejan, es adecuado para aplicaciones de red local, esto es, enlaces de corto alcance. La mayor cantidad de pérdidas se tienen en la atmósfera. Al determinar la potencia que es requerida para obtener una transmisión óptima, se debe tomar en consideración el tipo de modulación que se ha de utilizar, y

la razón de error a bit permisible (BER). Por ejemplo, si requerimos transmitir hacia una distancia de 5 Km con una BER de 10^{-9} , una señal digital con una eficiencia espectral cercana a 1 b/s/Hz, como puede ser una señal PSK, el medio presenta una atenuación aproximada de 138 dB a 39 GHz en el peor de los casos. El peor de los casos se considera cuando hay efectos climáticos adversos, pero no extremos. De este dato se debe determinar la potencia necesaria para que la señal se mantenga dentro del rango de error a bit requerido. Los parámetros a manejar son los siguientes: ganancia de antena (transmisión y recepción), potencia de transmisión y sensibilidad del amplificador de bajo ruido en el receptor. La siguiente figura (figura 13) muestra un esquema de bloques de los parámetros de ganancia.

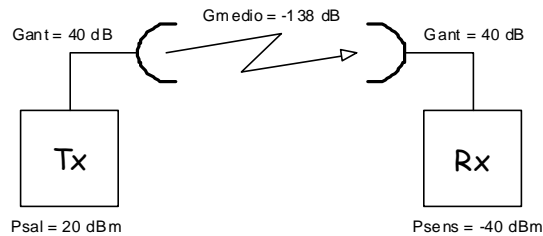


Figura 13: Esquema de transmisión mostrando ganancias a 39 GHz.

Las pérdidas del medio se compensan en parte por la ganancia de las antenas (G_{ant}). Así, se habla de una pérdida efectiva de 60 dB, con una potencia de 20 dBm de transmisión (P_{sal}) y con la mínima sensibilidad de potencia del amplificador de bajo ruido (P_{sens}), tenemos al sistema en el límite del funcionamiento, esto es, el sistema funcionara de manera adecuada dentro de 5 Km de distancia, siendo 5Km la máxima distancia permitida.

Al momento de concluir este artículo se están realizando mediciones y pruebas de cada una de las componentes del sistema. Además de realizar las correspondientes pruebas de campo para obtener resultados más contundentes que nos permitan evaluar de manera más real el potencial del sistema. A la fecha de presentación se darán resultados más concluyentes.

Referencias

- [1] R. E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*. McGraw-Hill, 1991, Cap. 7.
- [2] T.Q. Ho and Y.C. Shih, *Spectral-Domain Analysis of E-Plane Waveguide to Microstrip Transitions*, IEEE Trans. MTT, Feb. 1989, pp. 388-392.
- [3] B. Glance and R. Trambarulo, *A Waveguide to Suspended Stripline Transition*, IEEE Trans. MTT, Feb. 1973, pp. 117-118.
- [4] Y.C. Shih et. al., *Waveguide-to-Microstrip Transitions for Millimeter Waveguide Applications*, IEEE MTT-S Digest, 1988, pp. 473-475.
- [5] W. Simon, et. al., *A Novel Coplanar Transmisión Line to Rectangular Waveguide Transition*, IEEE MTT-S Digest, 1998, pp. 257-260.
- [6] Kassner Jürgen, Menzel Wolfgang : Interconnect and Packaging techniques for complex millimeter wave front-end. : http://mwt.e-technik.uni-ulm.de/world/abt/006_Research/projects/packaging/CommFrontend/comm.html
- [7] GaAs MMIC assembly and handling guidelines.: Application note 999 : Hewlett Packard.



MEMORIAS SOMI XV TEL-8

[8] Benton Bradley K.: Benefits of automated ribbon bonding for microwave applications.:
Microwave Journal, vol.43, No.5, may 2000.